

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Métodos para la reducción del tamaño en acopladores de alta frecuencia

Autor: Javier Maraver Jiménez

Tutor: Luis Javier Reina Tosina

Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de la Telecomunicación

Métodos para la reducción del tamaño en acopladores de alta frecuencia

Autor:

Javier Maraver Jiménez

Tutor:

Luis Javier Reina Tosina

Profesor Titular de Universidad

Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Trabajo Fin de Grado: Métodos para la reducción del tamaño en acopladores de alta frecuencia

Autor: Javier Maraver Jiménez

Tutor: Luis Javier Reina Tosina

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2018

El Secretario del Tribunal

A mi familia

A mis maestros

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer el apoyo que me ha brindado mi familia a lo largo de toda esta etapa, ya que siempre me han ayudado sin dudar, sobre todo en los malos momentos.

Dar las gracias también a mis amigos y compañeros de clase por hacer más divertido y entretenido mi paso por la Escuela Técnica Superior de Ingeniería.

También quiero mencionar a todos los profesores que he tenido durante mi paso por la universidad ya que gracias a ellos he podido recibir la formación necesaria para llegar a ser ingeniero técnico de telecomunicación.

Por supuesto, mencionar a mi tutor, Luis Javier Reina Tosina, por el apoyo que me ha brindado siempre y por los conocimientos que me ha transmitido durante estos meses en los que he realizado este proyecto con él.

Javier Maraver Jiménez

Sevilla, 2018

Resumen

En este documento se pretende plasmar el diseño de un acoplador direccional *branch line* de tres secciones empleando para ello la tecnología microstrip. El objetivo es diseñar dicho acoplador de tal forma que se consiga una reducción de su tamaño respecto al acoplador convencional. La técnica propuesta para alcanzar el objetivo consiste en sustituir una línea de transmisión por otra de menor tamaño en serie con dos inductancias. Para realizar el diseño y simulación del modelo propuesto se ha empleado el software Advanced Design System. Los resultados ponen de manifiesto que el método propuesto permite alcanzar prestaciones equivalentes a las del acoplador original en cuanto a pérdidas por retorno y de inserción en la banda de paso, así como una reducción significativa en el tamaño del circuito resultante.

Abstract

The main target of this project is designing a three-section branch-line directional coupler using microstrip technology. The motivation to reach this goal is designing a directional coupler which size will be smaller than the standard branch-line coupler. The technique used is based on the replacement of a transmission line by a shorter transmission line in series with two inductors. Advanced Design System is the chosen software for assisting the design and simulation of the proposed model. Results reveal that the method yields a performance equivalent to that of the original coupler, in terms of return and insertion losses in the passband, together with a significant reduction in the size of the final circuit.

Índice

Agradecimientos	ix
Resumen	xi
Abstract	xiii
Índice	xv
Índice de Figuras	xvii
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estructura	2
2 Material y Método	3
2.1 Introducción	3
2.2 Parámetros básicos	5
2.3. Tecnología microstrip	5
2.3.1 Estructura de una línea de transmisión Microstrip	6
2.4. Substrato	7
2.5. Software de diseño ADS	8
2.5.1 Proyectos	8
2.5.2 Diseños	8
2.5.3 Simulaciones	9
2.5.4 Simulación de Parámetros S	9
2.5.5 Simulación electromagnética	10
2.5.6 Optimización	10
2.5.7 Herramienta LineCalc	11
2.6. Métodos para reducir el tamaño	11
3 Diseño	23
3.1 Acoplador con líneas de transmisión exclusivamente	29
3.2 Propuesta	23
4 Resultados	29
4.1 Modelo final	31
5 Conclusiones	38
Referencias	39

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1: Acoplador Direccional	1
Figura 2-1: Acoplador <i>branch line</i> ideal	4
Figura 2-2: Acoplador de cinco ramas implementado con tecnología de guía de onda	4
Figura 2-3: Acoplador de n ramas con tecnología de guía de ondas	4
Figura 2-4: Estructura general de una línea microstrip	6
Figura 2-5: Entorno de trabajo en ADS	9
Figura 2-6: Ejemplo de una simulación de parámetros S	10
Figura 2-7: Circuito equivalente de una línea de transmisión con discontinuidades	12
Figura 2-8: Línea de transmisión equivalente $\lambda/4$ propuesta	12
Figura 2-9: Circuito equivalente con línea de transmisión dual equivalente a una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$	13
Figura 2-10: Esquemático de un acoplador <i>branch line</i> híbrido convencional de 180°	14
Figura 2-11: Acoplador <i>branch line</i> de 180° usando un acoplador interdigitado	15
a Esquemático	
b Diseño detallado	
Figura 2-12: Red equivalente C-L-C en π a una línea de transmisión	15
Figura 2-13: Bobina en espiral doblemente enrollada con parches capacitivos en “derivación”	16
Figura 2-14: Acoplador <i>branch line</i> de cuatro ramas con elementos de parámetros distribuidos y concentrados	17
Figura 2-15: Estructura equivalente en forma de T de una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$	17
Figura 2-16: Diferentes topologías usando área libre del interior de un acoplador para reducir su tamaño	18
(a) Solapamiento que limita la reducción de tamaño	
(b) Moviendo la estructura hacia el exterior	
(c) Usando la aproximación de elementos de parámetros cuasi-concentrados	
(d) Moviendo los stubs hasta cerca del final de las líneas en la forma T no simétrica y usando la aproximación de elementos de parámetros cuasi concentrados.	
Figura 2-17: Línea de transmisión en paralelo con dos capacidades	19
Figura 2-18: Línea de transmisión en serie con dos inductancias	20
Figura 2-19: Equivalencia entre inductancia en serie y línea de transmisión en serie	21
Figura 2-20: Inductancia serie equivalente de un segmento de línea de transmisión microstrip de $110\ \Omega$ de impedancia característica, frente a la longitud de la línea en mm	22
Figura 3-1: Esquemático modelo inicial	23
Figura 3-2: Simulación modelo inicial	24

Figura 3-3: Esquemático de un <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con bobinas en serie	25
Figura 3-4: Simulación de un <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con bobinas en serie	25
Figura 3-5: Esquemático de un <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con bobinas en serie y componentes MLIN sobre un sustrato de teflón	26
Figura 3-6: Esquemático de un <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con bobinas en serie y curva en meandro en las líneas de transmisión microstrip centrales	26
Figura 3-7: Esquemático de un <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con condensadores en paralelo	28
Figura 3-8: Simulación de un <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con condensadores en paralelo	28
Figura 3-9: Esquemático del modelo compuesto únicamente por líneas de transmisión	29
Figura 3-10: Simulación del modelo compuesto únicamente por líneas de transmisión	30
Figura 4-1: Esquemático de un <i>acoplador branch line</i> de 3 secciones con inductancias en serie y curva en meandro en las líneas de transmisión centrales y componentes MSOBNB	32
Figura 4-2: Simulación de un <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con bobinas en serie y curva en meandro en las líneas de transmisión centrales y componentes MSOBNB	32
Figura 4-3: Comparación de bobina ideal con inductancia $L = 5.65$ nH y bobina comercial	33
Figura 4-4: Comparación de bobina ideal con inductancia $L = 17.5$ nH y bobina comercial	33
Figura 4-5: Esquemático <i>acoplador branch line</i> de tres secciones con bobinas comerciales	34
Figura 4-6: Layout modelo final	35
Figura 4-7: Layout con puertos internos en lugar de bobinas comerciales	36
Figura 4-8: Esquemático modelo final	37
Figura 4-9: Co-simulación electromagnética del modelo final	37

1 INTRODUCCIÓN

En este primer capítulo se introducen los motivos que han impulsado la realización del estudio realizado en este trabajo fin de grado (TFG). Por otra parte, se explican los objetivos que se han considerado necesarios alcanzar para que el estudio pueda ser considerado un éxito. Como último apartado, se puede realizar una descripción de la estructura que sigue este documento.

1.1 Motivación

Un acoplador se define como una red de cuatro puertos recíproca que realiza una función de división de potencia entre un puerto de entrada y dos puertos de salida. El cuarto puerto se termina en una carga adaptada, quedando aislado de la entrada. En la Figura 1-1 se muestra la estructura típica de un acoplador direccional convencional. El cuarto puerto es necesario, ya que una red de tres puertos no puede ser recíproca, adaptada en los tres puertos y sin pérdidas a la vez [1], por lo que es necesario disponer de un cuarto puerto. Los puertos del acoplador se suelen designar como puerto de entrada (*input*), salida principal (*thru*), puerto acoplado (*coupled*) y puerto aislado (*isolated*). Cuando el acoplamiento toma un valor de 3 dB, el acoplador se denomina *híbrido*.

En la actualidad, los acopladores híbridos constituyen una arquitectura ampliamente utilizada en multitud de subsistemas, tales como moduladores de cuadratura, mezcladores de rechazo de imagen, amplificadores balanceados, redes de alimentación de antenas, combinadores y divisores de potencia. Sin embargo, debido a que las tecnologías avanzan a una velocidad muy elevada, constantemente se presentan innovaciones en las tecnologías actuales y se exigen mejores resultados. En el caso de los acopladores convencionales, una de las limitaciones es su tamaño, sobre todo a bajas frecuencias, ya que sus dimensiones están relacionadas con la longitud de las líneas de transmisión que los componen, que suelen ser del orden de un cuarto de longitud de onda. Para poder tener una respuesta de banda ancha, normalmente se consideran múltiples secciones de cuarto de onda conectadas en cascada. En aplicaciones de UHF o en las bandas L y S de microondas, por ejemplo, el tamaño convencional de un acoplador típico no cumple con las condiciones que se imponen en la actualidad, por lo que es necesario conseguir un componente que realice la misma función, pero con un tamaño menor.

Para conseguir esta reducción de tamaño existen diversas técnicas, logrando a su vez un funcionamiento aceptable. Esta necesidad sirve de motivación para realizar un estudio de una de estas técnicas y diseñar un acoplador *branch line* de tres secciones cuyo tamaño sea reducido y cumpla con las exigencias que existen hoy día para las tecnologías de alta frecuencia. El método que se detalla en este TFG está basado en la siguiente equivalencia: una línea de transmisión con una impedancia característica y una longitud eléctrica dadas se puede sustituir por otra línea de transmisión cuya longitud eléctrica e impedancia característica son diferentes, pero de menor tamaño, en serie con dos inductancias.

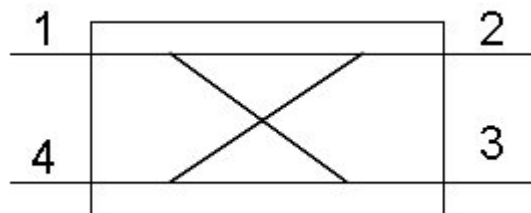


Figura 1-1: Acoplador Direccional [2].

1.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo de fin de grado es el diseño y simulación de un circuito equivalente al de un acoplador *branch line* de tres secciones con unas dimensiones sensiblemente menores. Para ello se reemplazan las líneas de transmisión horizontales (ya que la longitud total es la que dota al acoplador de unas dimensiones demasiado grandes) y las líneas de transmisión verticales de los extremos (ya que existe una limitación respecto a la impedancia característica de la línea de transmisión a la hora de implementarla en tecnología microstrip) por un conjunto compuesto por una línea de transmisión de menor longitud y dos inductancias en serie. El acoplador *branch line* diseñado está destinado a operar en un rango de frecuencias comprendido entre 800 MHz y 1.2 GHz, de manera que, tras realizar la simulación correspondiente, el circuito diseñado deberá cumplir los requisitos que se especifican a continuación:

- El tamaño del circuito diseñado debe ser significativamente menor que el del circuito original del acoplador *branch line* de tres secciones.
- Las líneas de transmisión que forman parte del circuito no pueden presentar una impedancia característica que supere los $110\ \Omega$, ya que, al emplear valores superiores a este valor en tecnología microstrip no se obtienen buenos resultados.
- Respecto a los parámetros S , los parámetros S_{21} y S_{31} deben tener valores muy cercanos a -3 dB en la banda de interés y, respecto a los parámetros S_{11} y S_{41} , se deben obtener valores que garanticen una buena adaptación y aislamiento, respectivamente, en dicha banda. Este valor se ha fijado en -15 dB.

Una vez se consiguen estos resultados, se procede con el diseño del layout del circuito completo para su implementación en tecnología microstrip.

1.3 Estructura

La estructura de este TFG se apoya en cuatro capítulos principales. La memoria se acaba de iniciar con un breve capítulo que ofrece información sobre el funcionamiento básico de un acoplador direccional y las limitaciones existentes en la actualidad, a modo de introducción. También se describen de los motivos que han impulsado a llevar a cabo este estudio y los objetivos impuestos para poder considerarlo un éxito.

En segundo lugar, se encuentra el capítulo más extenso de todos, destinado a facilitar información más detallada sobre los acopladores *branch line*. También se describe en este capítulo el software utilizado para realizar la simulación y el diseño del acoplador, y se realiza una revisión del estado del arte en cuanto a las técnicas existentes para conseguir la reducción de tamaño impuesta como objetivo.

El siguiente capítulo se dedica al diseño, y en él se detallan los pasos realizados hasta alcanzar el modelo final. Asimismo, se presentan otras técnicas alternativas que se han evaluado para conseguir el mismo objetivo y los motivos por los que se han descartado. El último capítulo está dedicado a presentar los resultados que se obtienen al realizar las simulaciones sobre el circuito final. Sobre este último modelo se han realizado simulaciones a nivel de esquemático y layout.

2 MATERIAL Y MÉTODO

A lo largo de este capítulo se describe el funcionamiento de un acoplador *branch line* multisección. También se ofrece información detallada sobre la tecnología microstrip empleada en el diseño y simulación, que, por otra parte, se ha llevado a cabo con el software Advanced Design System (ADS) del que también se puede encontrar información. Por último, se presenta una revisión del estado del arte de las técnicas empleadas para conseguir el objetivo de reducir el tamaño del acoplador y se explican con detalle los pasos realizados en el método que se propone para conseguir dicho objetivo.

2.1 Introducción

Un acoplador direccional es un subsistema pasivo de radiofrecuencia con cuatro puertos, denominados puerto de entrada, puerto de salida (principal o rama directa), puerto acoplado y puerto aislado [3]. La señal se inyecta por el puerto de entrada y es extraída por el puerto de salida; por el puerto acoplado se obtiene una muestra de la señal de entrada, generalmente con un nivel bastante más bajo que la salida principal, y, por último, el puerto restante dispone de una carga adaptada, quedando aislado de la entrada, por lo que, funcionalmente, el acoplador se ve como una red de tres puertos, aunque reúne simultáneamente las condiciones de reciprocidad, bajas pérdidas y adaptación que puede tener una red de cuatro puertos.

La función básica del acoplador direccional consiste en obtener permanentemente una muestra de la señal entrante, pero con menor potencia. El acoplamiento es el valor encargado de relacionar la potencia del puerto acoplado con la potencia de la señal de entrada. Un uso típico de un acoplador direccional es, por ejemplo, monitorizar la señal que un transmisor está enviando a una antena, sin tener que interrumpir la conexión entre el transmisor y la red de alimentación de la antena. Por otro lado, también es común su uso como un elemento para realizar medidas indirectas de grandes potencias, a través del puerto acoplado.

Un acoplador híbrido es un acoplador direccional que realiza un reparto equitativo de la potencia entre su rama directa y acoplada. Debido al reparto de potencia que hace, las pérdidas de inserción hacia el puerto de salida y acoplado toman un valor de 3 dB. Los acopladores híbridos simétricos presentan una diferencia de fase de 90° entre las salidas principal y acopladas.

Una de las arquitecturas más populares de acoplador híbrido simétrico es el llamado acoplador *branch line*, que está compuesto por cuatro líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$. Las líneas de transmisión verticales presentan una impedancia característica Z_{01} y las ramas horizontales una impedancia característica Z_{02} como se puede observar en la figura 2-1. Este tipo de acopladores se suele implementar empleando tecnología microstrip. Tal y como se comenta en [1], la función principal del acoplador *branch line* es dividir la potencia entrante por el puerto “1” entre los puertos “2” y “3”, con un desfase de 90° entre estas salidas. El puerto “4” está aislado, por lo que no hay potencia acoplada. La adaptación se consigue tomando $Z_{01} = Z_0$ y $Z_{02} = Z_0/\sqrt{2}$, siendo $Z_0 = 50 \Omega$ la impedancia de referencia. La matriz de dispersión de este acoplador presenta la siguiente forma a la frecuencia nominal de operación:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

Cabe destacar el hecho de que el acoplador *branch line* híbrido tiene un alto grado de simetría, de forma que cualquier puerto puede emplearse como puerto de entrada. Los puertos de salida estarán siempre en el lado opuesto al puerto de entrada, y el puerto aislado estará en el mismo lado del puerto de entrada. Esta simetría queda reflejada en la matriz de dispersión, en la que cada fila puede ser obtenida como la transposición de la primera fila.

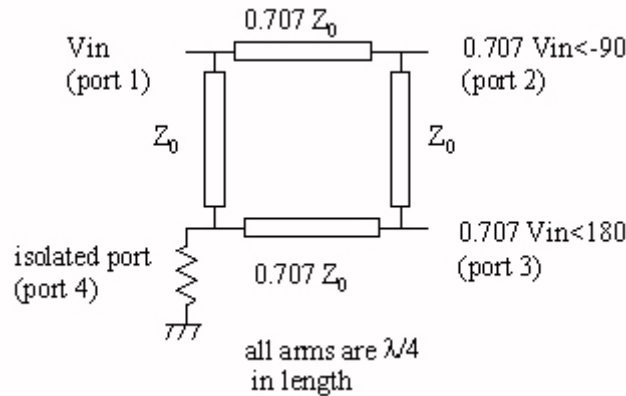


Figura 2-1: Acoplador *branch line* ideal [4].

El acoplador de la figura 2-1 tiene una respuesta de banda estrecha, si bien es posible encadenar varias secciones para tener un funcionamiento en banda ancha. En [5] se realiza un estudio del comportamiento de un acoplador de varias ramas implementado en tecnología de guía de onda. Dichos acopladores trabajan bastante bien en el rango de acoplamientos comprendido entre 0 y 15 dB. En dicho artículo, se toma como modelo un acoplador de cinco ramas con el mismo ancho que la línea principal y alturas diferentes: las tres ramas centrales tienen una altura de valor “c” y las ramas de los extremos tienen una altura “a”, estando dichos valores normalizados respecto a la altura de la línea principal. En la figura 2-2 se muestra que el espacio entre las líneas centrales es idéntico y la longitud de estas las líneas también es la misma.

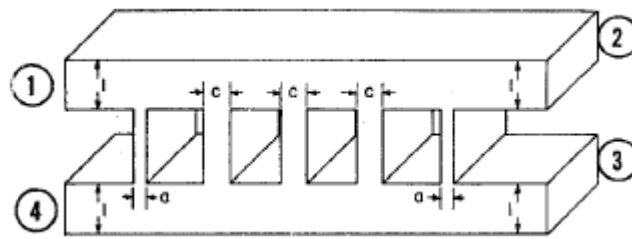


Figura 2-2: Acoplador de cinco ramas implementado con tecnología de guía de onda [5].

Para el análisis de esta red, se aplica una señal de amplitud unitaria a través de “1” y, para determinar las amplitudes en los demás puertos, se aplica el concepto de modo par e impar (según se detalla en el artículo). A partir de este análisis, se obtienen las amplitudes transmitidas y reflejadas para los modos par e impar. Si estas amplitudes se suman adecuadamente, se obtiene como resultado una onda de amplitud 1 en el puerto “1” y de amplitud 0 en el puerto “4”. La amplitud en el puerto de salida “2” es la suma de las amplitudes transmitidas para los modos par e impar y, la amplitud en el puerto “3” la diferencia. La amplitud en los puertos “1” y “4” son la suma y la diferencia de las amplitudes reflejadas respectivamente. De esta forma, el análisis del acoplador de la figura 2-2 puede ser reducido al análisis de dos redes de dos puertos. Aplicando los modos par e impar a estas dos redes se puede hallar la matriz de transmisión ABCD, y a través de ellas las amplitudes reflejadas y transmitidas.

En el mismo artículo se realiza un estudio sobre la respuesta frecuencial para el caso general de un acoplador de n ramas, mostrado en la figura 2-3. Estas ramas están equiespaciadas una distancia L , todas las ramas presentan una impedancia “c”, a excepción de las de los extremos, cuya impedancia es “a”. El acoplador está considerado como una cascada de ramas en serie, cada una con una longitud “ P ”.

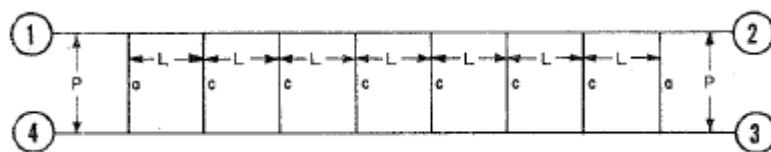


Figura 2-3: Acoplador de n ramas con tecnología de guía de ondas [5].

Sobre este modelo se proponen varios análisis eligiendo diferentes parámetros. De ellos, el más interesante es

el que corresponde al acoplador de 3 dB y cuatro ramas, y que se ha tomado como referencia para este TFG, al que nos referiremos como acoplador *branch line* de tres secciones, aunque el citado artículo se centra en otra tecnología diferente a la que se propone utilizar aquí, como es la tecnología de guía de onda. El estudio realizado en este artículo obtiene unos valores de $a = 0.2346$ y $c = 0.5412$.

2.2 Parámetros básicos

Según se ha referido atrás, un acoplador direccional está definido por los parámetros básicos que caracterizan a cualquier tipo de sistema de radiofrecuencia además de unos parámetros específicos, que son:

- Acoplamiento.
- Frecuencia de trabajo.
- Directividad.
- Aislamiento.
- Pérdidas de inserción y por retorno.

Acoplamiento (C): es el parámetro que caracteriza al acoplador direccional y se define como la relación entre la potencia que se inyecta en el puerto de entrada (“1”) y la potencia que aparece en el puerto acoplado (“3”), cuando los puertos “2” y “4” se encuentran terminados con su impedancia de referencia.

$$C(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{P_1}{P_3}\right)$$

Aislamiento (I): este parámetro caracteriza la relación entre las potencias del puerto de entrada (“1”) y del puerto aislado (“4”), cuando se inyecta señal por “1” y se mantiene adaptado el puerto “3”. El aislamiento aporta una idea de la fracción de potencia entregada al puerto aislado.

$$I(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$$

Directividad (D): determina la capacidad del acoplador para transferir potencia desde el puerto de entrada (P_1) hasta el puerto acoplado (P_3) y de rechazar la potencia procedente del puerto de salida (P_2) debido a las reflexiones.

$$D(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{P_3}{P_4}\right)$$

La directividad da una idea de la calidad del acoplador direccional (a igualdad de acoplamiento); cuanto mayor sea la directividad en valor absoluto, mejor se puede considerar el acoplador. La directividad también viene dada como la diferencia en dB entre los valores del aislamiento y el acoplamiento:

$$D(\text{dB}) = I(\text{dB}) - C(\text{dB})$$

Pérdidas de inserción: son las pérdidas producidas en el camino entre el puerto de entrada y el puerto de salida y son exclusivamente producidas por el medio de transmisión que une los dos puertos.

$$L(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

Pérdidas por retorno: son las pérdidas que se producen en el puerto de entrada como consecuencia de las reflexiones. Un acoplador ideal debería tener infinitas pérdidas por retorno, directividad y aislamiento.

2.3. Tecnología microstrip

La línea microstrip constituye una de las líneas de transmisión de tipo plano más populares, principalmente porque se puede fabricar mediante procesos fotolitográficos y se pueden integrar fácilmente otros

componentes de microondas activos y pasivos.

Una línea microstrip está compuesta por una pista conductora separada del plano de masa por una capa de sustrato dieléctrico. Componentes usados en tecnologías de microondas, tales como acopladores, antenas, filtros, divisores, etc. pueden construirse empleando esta tecnología, implementando dicho componente como una metalización sobre el sustrato.

Las principales ventajas de la tecnología microstrip es que es más económica que la tecnología de guía de onda, además de ser mucho más compacta y ligera. No obstante, si se compara la tecnología microstrip con la de guía de onda, también hay que aludir a las siguientes desventajas: menor capacidad de manejo de potencia, el hecho tener mayores pérdidas y, al no estar cerrada como la guía de onda, las interferencias pueden tener un efecto mucho mayor en microstrip.

En una línea de transmisión microstrip el material dieléctrico no rodea completamente a la tira conductora y consecuentemente el modo fundamental de propagación no es un modo transversal electromagnético (TEM) puro. A bajas frecuencias, típicamente por debajo de unos pocos GHz para líneas microstrip prácticas (los valores concretos dependerán de las dimensiones y constante dieléctrica del sustrato), el modo es cuasi-TEM. En este rango de frecuencias, la línea de transmisión microstrip se puede caracterizar en términos de su capacidad e inductancia por unidad de longitud, de forma similar a los modos TEM puros. Desafortunadamente, no hay expresiones analíticas cerradas que se puedan utilizar para describir la distribución del campo o las características de las líneas de transmisión planares. Las soluciones formales se pueden obtener y evaluar en un ordenador y se han utilizado para compilar datos de las características de estas estructuras de líneas de transmisión. El análisis de campo cuasi-estático se ha usado para obtener las características a bajas frecuencias. Sin embargo, incluso el análisis cuasi-estático es bastante complejo.

2.3.1 Estructura de una línea de transmisión microstrip

En [1] se describe cómo es la estructura general de una línea microstrip típica, y es la siguiente: se dispone de una tira conductora con un ancho " W ", un espesor " t " y una longitud " l ". Esta tira se encuentra sobre la parte superior de un sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica ϵ_r y un espesor h ; debajo del sustrato se localiza un plano de masa (conductor) infinitamente extenso. La figura 2-4 ilustra la estructura general de una línea microstrip.

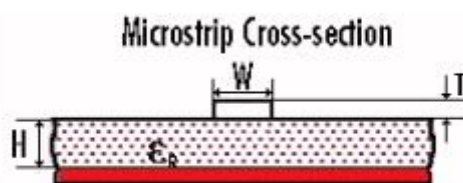


Figura 2-4: Estructura general de una línea microstrip [6].

Si el sustrato dieléctrico no existiera ($\epsilon_r = 1$) simplemente sería una línea plana sobre el plano de tierra incrustado en un medio homogéneo. La existencia del dieléctrico, en concreto el hecho de que el hueco de la región sobre la línea no esté relleno por dieléctrico, hace que el comportamiento y análisis de la línea microstrip sea más complicado.

A diferencia de la línea stripline, donde todas las líneas de campo están confinadas dentro de una región homogénea de dieléctrico, la línea microstrip tiene algunas de sus líneas de campo en la región de dieléctrico entre la pista conductora y el plano de tierra y alguna fracción en la región de aire que hay sobre el sustrato. Hoy en día, se sabe que los campos exactos de una línea microstrip constituyen una onda híbrida TM-TE y su análisis requiere técnicas de modelado computacional muy avanzadas.

En la mayoría de las aplicaciones prácticas, sin embargo, el sustrato dieléctrico es muy fino eléctricamente, de manera que los campos son cuasi-TEM, lo que significa que son casi idénticos que en el caso estático (DC). Teniendo esto en cuenta, se pueden obtener buenas aproximaciones para los parámetros que caracterizan esta tecnología. A frecuencias altas estas aproximaciones pueden no ser tan fiables, ya que podrían presentarse algunas variaciones en los parámetros de la línea y efectos adicionales, como reactancias parásitas. Dado que

la línea microstrip no es una línea TEM realmente, su constante de propagación no tiene una relación lineal con la frecuencia, lo que se traduce en una variación de la constante dieléctrica con la frecuencia.

Varios parámetros de este tipo de líneas de transmisión tienen dependencia con la frecuencia y esto se debe tener en cuenta por diversos motivos. En primer lugar, si la variación alcanza un cierto valor es importante saber cómo usar los parámetros en la frecuencia de interés para evitar errores de diseño. En segundo lugar, una dependencia de los parámetros de la línea con la frecuencia da lugar a que diferentes componentes de la frecuencia de una señal de banda ancha se propaguen de manera diferente. En tercer lugar, debido a que modelar estos efectos tiene una alta complejidad, existen fórmulas aproximadas que resultan válidas solamente en un rango de frecuencias limitado.

2.4. Sustrato

El politetrafluoroetileno (PTFE), más conocido por su nombre comercial Teflon®, es un plástico de uso industrial similar al polietileno (el plástico más común utilizado en la vida diaria) cuya composición molecular le dota de unas características especiales. Como se comenta en [7], el polietileno está compuesto por átomos de flúor y de hidrógeno, mientras que el politetrafluoroetileno se compone con átomos de flúor y carbono. Una de las mejores características del PTFE es ser uno de los plásticos más resistentes en temperaturas extremas y ante la exposición de agentes químicos y solventes. Teflón es una marca comercial registrada propiedad de The Chemours Company y hace referencia a una familia de productos comercializados por la multinacional y no a un químico en específico.

La propiedad principal de este material es que es prácticamente inerte, no reacciona con otras sustancias químicas excepto en situaciones muy especiales. Esto se debe básicamente a que los átomos de flúor del teflón crean una especie de barrera que dificulta el ataque de agentes químicos sobre la estructura carbonada del mismo. Tiene un coeficiente de rozamiento muy bajo y una impermeabilidad muy alta. Otra propiedad destacable del PTFE es que es también un gran aislante eléctrico y dispone de una gran flexibilidad, no se altera por la acción de la luz y es capaz de soportar temperaturas desde $-270\text{ }^{\circ}\text{C}$ (3 K) hasta $270\text{ }^{\circ}\text{C}$ (543 K). Otra característica a tener en cuenta de este sustrato es la antiadherencia.

En cuanto a las aplicaciones de este sustrato, uno de los primeros usos que se le dio a este material fue en el Proyecto Manhattan como recubrimiento de válvulas y como sellador en tubos que contenían hexafluoruro de uranio (material altamente radiactivo). Sin embargo, el PTFE tiene actualmente múltiples aplicaciones a las que no se le dio salida en un principio (no se empezó a comercializar hasta 1946). Entre las principales aplicaciones destacan: su uso en revestimientos de aviones, cohetes y vehículos espaciales debido a las grandes diferencias de temperatura que es capaz de soportar; en la industria se emplea en elementos articulados, ya que su capacidad antifricción permite eliminar el uso de lubricantes como el Krytox; en medicina, aprovechando que no reacciona con sustancias o tejidos y es flexible y antiadherente se utiliza para prótesis y creación de tejidos artificiales; en el ámbito de la electrónica, debido a su gran capacidad aislante y resistencia a la temperatura se usa para el revestimiento de cables o dieléctrico de condensadores. Los condensadores con dieléctrico de teflón se utilizan en equipos amplificadores de sonido de alta calidad, siendo los que producen menores distorsiones en el rango de audiofrecuencias. Un poco menos eficientes, les siguen los de poliéster metalizado (MKP). También se usa como recubrimiento de balas perforantes, ya que el teflón no tiene efecto en la capacidad de perforación del proyectil, sino que reduce el rozamiento con el interior del arma para disminuir su desgaste. Debido a su bajo rozamiento, se presenta como un componente ideal para deslizarse sobre otras superficies, por lo tanto, también se emplea en tacos de sillas y en ratones de ordenador. En el ámbito de la odontología se usa como aislante, separador y mantenedor del espacio interproximal durante procedimientos de estética o reconstrucciones con resinas compuestas.

Como se ha podido comprobar, el PTFE presenta una gran variedad de aplicaciones en diferentes ámbitos, a las que naturalmente hay que agregar la calidad del material como sustrato para líneas de transmisión planares en microondas, habiéndose seleccionado para el presente TFG, por su disponibilidad en los laboratorios del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones.

2.5. Software de diseño ADS

Advanced Design System (ADS) es un entorno de diseño y simulación producido por Agilent EEsof EDA, perteneciente a Agilent Technologies (actualmente Keysight Technologies). Proporciona un entorno de diseño para productos electrónicos de radiofrecuencia como redes inalámbricas, comunicaciones por satélite, sistemas de radar, etc. Abarca todos los pasos del proceso de diseño: esquemático, layout, simulaciones en frecuencia y tiempo e incluso simulaciones electromagnéticas, permitiendo la caracterización completa y optimizada del diseño del sistema RF con una misma herramienta. Dispone de simulaciones con un amplio abanico de opciones y posibilidades para el diseño de layouts para circuitos de RF y circuitos integrados de microondas. ADS ha obtenido una gran aceptación en el ámbito universitario debido a que un elevado número de departamentos de distintas universidades han recibido donaciones del mismo, otorgando la oportunidad de trabajar y valorar las capacidades de este software. Éste es el principal motivo por el que se ha decidido utilizar ADS en este proyecto. ADS ayuda al diseño de dispositivos de comunicaciones realizando complejas simulaciones con gran exactitud sobre circuitos en condiciones del mundo real.

Además, para aumentar la velocidad de simulación, que se ha visto afectada por el aumento de transistores en los circuitos, ADS implementa algoritmos de simulación y rutinas de convergencia que reducen los tiempos de simulación. Un gran punto a su favor es que dispone de guías de diseño para que el usuario disponga de una adecuada orientación en el procedimiento a seguir para el diseño óptimo de circuitos de alta frecuencia.

2.5.1 Proyectos

ADS utiliza proyectos para organizar y almacenar automáticamente los datos generados al crear, simular y analizar diseños. Un proyecto está compuesto por multitud de elementos como son simulaciones, circuitos, layouts y los resultados que se generan, incluyendo además posibles enlaces a otros diseños y/o proyectos [8].

2.5.2 Diseños

ADS usa los diseños para almacenar información de los esquemáticos y layouts generados para alcanzar los objetivos finales de diseño. Un diseño en ADS puede consistir desde un simple circuito esquemático o un layout hasta un conjunto de esquemáticos y layouts que forman bloques dentro de un diseño jerárquico. Estos esquemáticos se generan en una ventana de diseño como la que se puede ver en la Figura 2-5. En la ventana principal se pueden realizar las siguientes operaciones: crear y modificar esquemáticos y layouts, añadir ecuaciones y variables, situar y configurar componentes, formas y controles de simulación, generar layouts desde el esquemático o viceversa, añadir elementos en diferentes capas, elegir preferencias de visualización o añadir anotaciones desde la capa de texto.

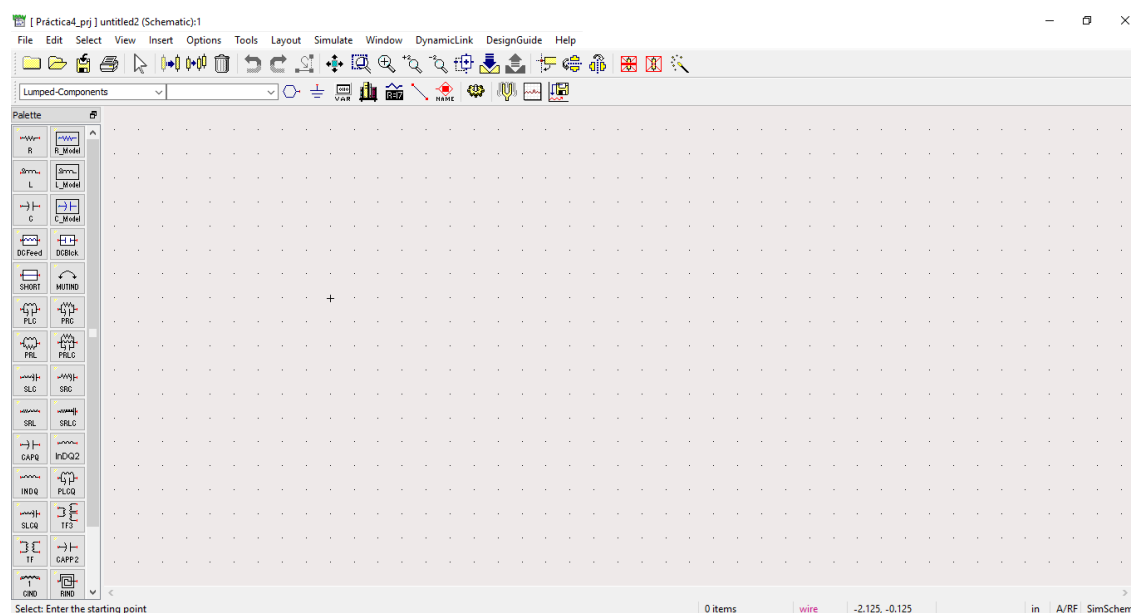


Figura 2-5: Entorno de trabajo en ADS.

2.5.3 Simulaciones

ADS dispone de distintos simuladores que realizan diferentes simulaciones de circuitos y sistemas de RF diseñados para cumplir unos objetivos específicos. El proceso de simulación sigue un proceso compuesto por diferentes pasos. En primer lugar, se crea el esquemático, se añaden las sondas y se identifican los nodos de los cuales se quieren recopilar datos. El siguiente paso es elegir un método de simulación, especificando sus parámetros cuando sean requeridos. A continuación, es necesario seleccionar un nombre para el *dataset*, un archivo en el que se almacena la información de la simulación. Posteriormente, se inicia la simulación y se genera una ventana en la que se pueden representar los resultados, pudiendo añadir ecuaciones y texto para complementar las gráficas de resultados. Como complemento a la simulación existe la posibilidad de realizar una optimización del diseño.

Entre las simulaciones más destacables existentes en ADS se encuentran: simulación DC, simulación AC, simulación de parámetros S, simulación de balance armónico, simulación de parámetros S de gran señal, simulación transitoria, simulación electromagnética y dispone también de un simulador de envolvente. En este TFG se hace uso principalmente de la simulación de parámetros S y de la simulación electromagnética, las cuales se detallan a continuación.

2.5.4 Simulación de parámetros S

Esta simulación nos proporciona los parámetros S de un componente o circuito, junto a los parámetros de impedancia y admitancia mediante una linealización en torno al punto de operación en DC. También realiza un análisis AC de pequeña señal que trata al circuito como una red multipuerto, habilitando secuencialmente cada puerto. Se puede hacer también un análisis del retraso de grupo y ruido lineal. En este proyecto se realizará este tipo de simulación para obtener la respuesta en frecuencia del acoplador de tres secciones diseñado (véase la Figura 2-6).

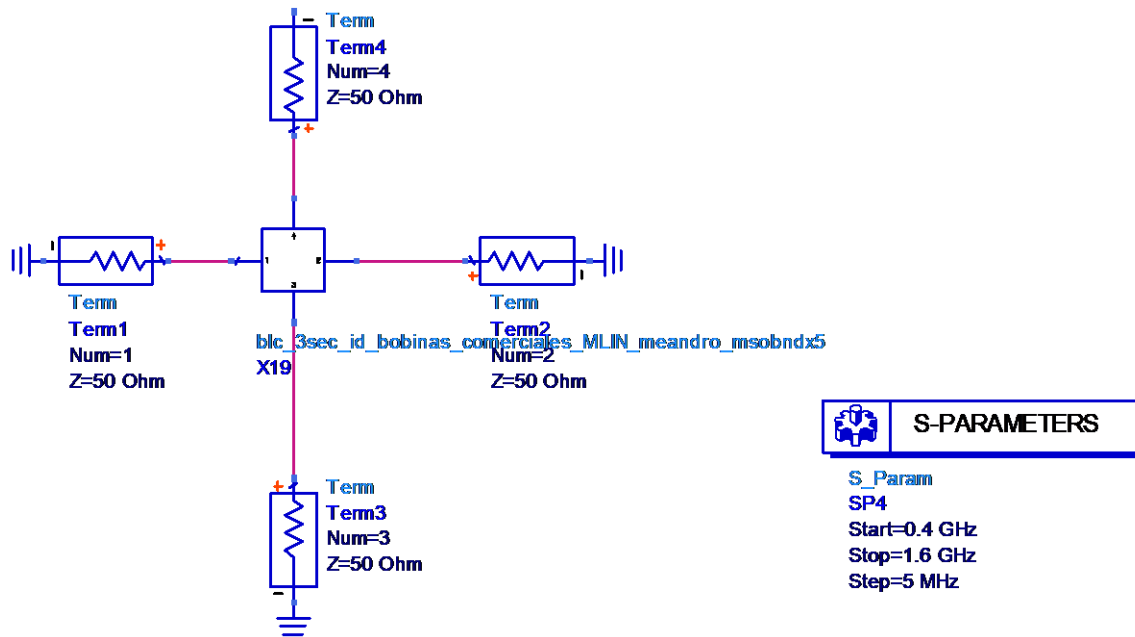


Figura 2-6: Ejemplo de una simulación de parámetros S.

2.5.5 Simulación electromagnética

Momentum es un simulador electromagnético aplicado a las tecnologías planares multicapa: microstrip, stripline, coplanar, etc. Según se expone en [9], está basado en un método numérico que aproxima la solución de las ecuaciones de Maxwell, denominado *método de los momentos* (MoM). Los simuladores electromagnéticos tienen como principio básico la subdivisión de la estructura plana por la que se propaga la señal (básicamente pistas o *strips*, vías y ranuras o *slots*) en celdas elementales, de dimensiones pequeñas si las comparamos con la longitud de onda ($\lambda/10$, $\lambda/20$), donde se pueden aplicar aproximaciones de las ecuaciones integro-diferenciales por un sumatorio de productos con coeficientes y funciones base.

El simulador electromagnético de ADS se basa en la teoría anteriormente descrita y parte de la formulación denominada como MPIE (*Mixed Potential Integral Equation*) que toma como referencia las expresiones del campo eléctrico y magnético de la onda propagada, como función de una combinación de un potencial escalar (eléctrico) y un potencial vectorial (magnético). En el presente TFG se utilizará el simulador electromagnético Momentum, al ofrecer resultados más precisos que las simulaciones a nivel de esquemático comentadas anteriormente, ya que, a diferencia del simulador de esquemático, que utiliza modelos circuitales basados en ecuaciones semianalíticas, Momentum trabaja directamente sobre el layout llevando a cabo la integración numérica de las ecuaciones de Maxwell.

2.5.6 Optimización

El software ADS cuenta con una herramienta dedicada a la optimización. En el caso de este TFG, se usan diversos componentes para hallar los valores deseados del modelo a simular, como los elementos “Goal”, “S_Param”, “Optim” y también se usan variables (componentes “VAR”). Los componentes citados se usan en este TFG, de manera que a través de los componentes “Goal” se establecen los límites que se quiere que respete el diseño al realizar la simulación respecto a los parámetros S. ADS se encarga de iterar cambiando el valor de las variables definidas (en un rango previamente establecido) hasta encontrar los valores de dichas variables con los que el modelo tiene un comportamiento más aproximado a lo que indican las especificaciones impuestas por los componentes “Goal”. El fin de cada componente “Goal” es fijar el valor máximo y/o mínimo que puede alcanzar un parámetro en la optimización que se va a realizar. Los valores máximos/mínimos que se fijan como restricción no son constantes en toda la banda de frecuencias de la

simulación, por lo que es necesario añadir un componente “S-Param” para cada frecuencia o para cada rango de frecuencia en la que se quiere imponer una restricción.

Particularmente, en el caso de este TFG, se han empleado 4 componentes “S_Param”, respectivamente para las frecuencias de 0.8 GHz, 1 GHz, 1.2 GHz y 1.6 GHz, y 12 componentes “Goal”, 4 por cada componente “S_Param” que opera en un punto único de frecuencia. Para realizar la optimización deseada se utilizan, junto con los componentes citados anteriormente, un componente “Optim”, y dos variables, “Z1” y “Z2”. Se remite al siguiente capítulo para detallar el modo en que todos estos elementos se han configurado. El componente “Optim” es el encargado de realizar la optimización del modelo teniendo en cuenta las variables y las condiciones impuestas con los componentes que se han citado anteriormente.

2.5.7 Herramienta LineCalc

En [10] se explica el funcionamiento de otra de las herramientas de ADS de las que hace uso en el presente TFG, llamada LineCalc. Se trata de una aplicación autónoma que puede integrarse con ADS para facilitar la conversión entre parámetros eléctricos y físicos de distintas tecnologías de transmisión por soporte físico. En el caso de este TFG se usa para obtener los parámetros “W” y “L” de una línea microstrip de la librería “MLIN” partiendo de una línea de transmisión ideal de la librería “TLIN”, dichos parámetros representan el ancho y la longitud, respectivamente, de la nueva línea microstrip obtenida.

2.6. Métodos para reducir el tamaño

Como se ha expuesto en la sección 1.1, los acopladores se emplean en multitud de circuitos de microondas. El principal problema que presentan estos subsistemas es su tamaño, ya que pueden resultar demasiado grandes, sobre todo a bajas frecuencias, ocupando un área bastante grande a la hora de construir el circuito. Es por ello que existen diversas técnicas para conseguir que circuitos con un tamaño mucho menor al del acoplador estándar, consigan presentar un funcionamiento equivalente. El acoplador *branch line* básico está compuesto por cuatro líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ que forman un cuadrado y cuyas impedancias características son iguales dos a dos. La impedancia característica de una línea de transmisión viene dada por [11]:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

siendo L y C la inductancia y capacidad por unidad de longitud de la línea, respectivamente. Por lo tanto, se puede demostrar que una línea de transmisión puede verse reducida manteniendo la misma impedancia característica si se ven aumentadas su inductancia y capacidad de manera que se mantenga la misma relación. Por otra parte, en tecnología microstrip, el ancho de la línea está relacionado con ambos parámetros, mientras que al aumentar la inductancia el ancho de la línea se ve reducido, al aumentar la capacidad el ancho de la línea se ve aumentado. Si se introducen discontinuidades a lo largo de la línea se consiguen aumentos y decrementos de inductancia y capacidad, dependiendo del tipo de discontinuidad del que se trate. Estas discontinuidades se conseguirán situando segmentos de línea anchos y cortos, o bien, largos y estrechos, unos a continuación de los otros para conseguir la impedancia característica deseada. En la Figura 2-7 se puede ver un circuito con discontinuidades en la línea de transmisión.

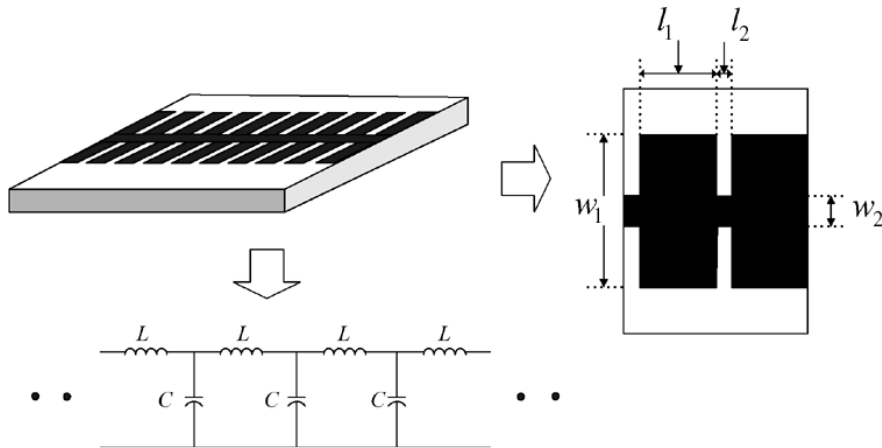


Figura 2-7: Circuito equivalente de una línea de transmisión con discontinuidades [11].

Usando esta técnica se han realizado experimentos en los que el tamaño del acoplador se ha visto reducido hasta en un 60% de su tamaño original aportando unos resultados experimentales bastante aceptables para la frecuencia de 1 GHz.

Partiendo de la aproximación de elementos concentrados se pueden encontrar otras técnicas que también se usan para reducir el tamaño del circuito acoplador *branch line*, tal y como se propone en [12].

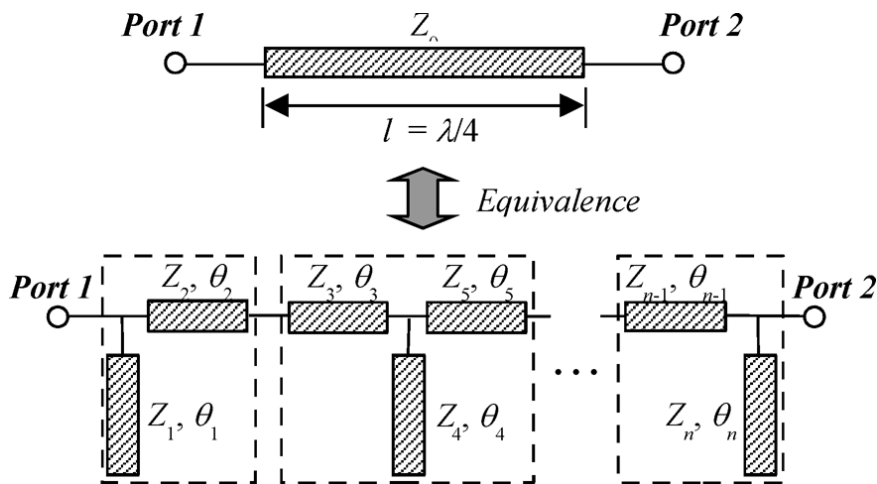


Figura 2-8: Línea de transmisión equivalente $\lambda/4$ propuesta [12].

En la figura 2-8, se muestra el conjunto de líneas de transmisión cuya disposición resulta equivalente a la línea de transmisión de $\lambda/4$. Estudiando esta técnica se llegó a la conclusión de que, con la misma relación de reducción de tamaño, cuantos más *stubs* en circuito abierto hubiera, mayor ancho de banda se conseguiría. Igualmente, se demostró que el ancho de banda se veía reducido al aumentar la impedancia del *stub* en circuito abierto. Teniendo en cuenta todos estos aspectos, se observó que para obtener un acoplador *branch line* con un tamaño reducido y un gran ancho de banda sería necesario usar *stubs* en circuito abierto con baja impedancia.

Aplicando este método, el ancho de banda se puede aumentar añadiendo más *stubs* en circuito abierto, como se dijo anteriormente, pero el número de *stubs* está limitado a tres o cuatro debido a la limitación impuesta por la impedancia. A la hora de obtener la línea de transmisión equivalente acortada se encuentran tres posibilidades: modelo en "T", modelo en "π" y el modelo combinado de los dos anteriores. Cabe destacar que para cada modelo se usaron dos aproximaciones obteniendo resultados distintos con cada una de ellas: aproximación de baja impedancia y aproximación de alta impedancia.

Para el modelo en "T" se consiguió una reducción de tamaño del 54.19% para la aproximación de baja

impedancia y una reducción del 76.59% para la aproximación de alta impedancia. En el caso del modelo en “ π ”, la reducción obtenida fue del 54.32% y del 57.69% para las aproximaciones de baja y alta impedancia, respectivamente. Por último, usando el modelo combinado se obtuvieron unas reducciones del 56.05% y 60.86% al aplicar las aproximaciones de baja y alta impedancia, respectivamente. Como conclusión, se puede ver fácilmente que, si buscamos reducir el tamaño del acoplador *branch line* lo máximo posible, la mejor opción es sustituir la línea de transmisión $\lambda/4$ por el modelo en “T” aplicando la aproximación de alta impedancia. También es conveniente destacar que este experimento fue llevado a cabo para la frecuencia de 2.4 GHz y bajo condiciones ideales en las que no existen pérdidas.

Para conseguir el ya citado objetivo de reducir el tamaño del acoplador *branch line* también se ha estudiado otra técnica como es la de sustituir las líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ por dos líneas de transmisión acopladas, tal y cómo se explica en [13]. Este método, a diferencia del anterior, no emplea elementos de parámetro concentrado ya que sólo utiliza líneas de transmisión para conseguir la equivalencia deseada.

En la Figura 2-9 se muestra cómo sería el circuito equivalente a la línea de transmisión del acoplador *branch line*. Se observa que simplemente se están utilizando dos líneas de transmisión acopladas, cada una de ellas con una impedancia característica y una longitud eléctrica diferente. Estudiando este modelo se puede ver que cuánto más corta es la línea de transmisión más alta es la impedancia característica, por lo que si se usan dos líneas de transmisión con una impedancia alta se puede reducir sin problemas el tamaño del circuito.

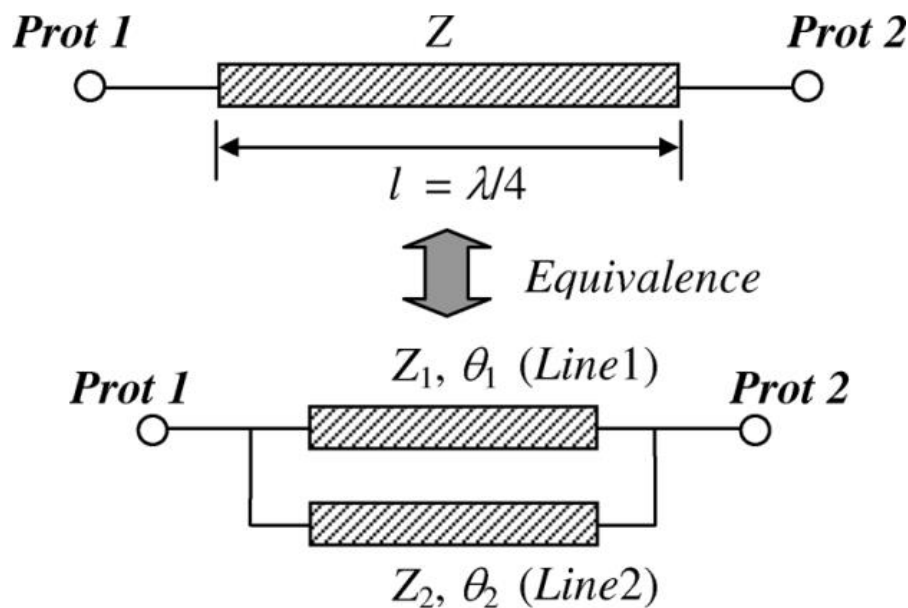


Figura 2-9: Circuito equivalente con línea de transmisión dual equivalente a una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ [13].

En este caso, al aplicar la técnica con doble línea de transmisión en paralelo a la frecuencia de 2.4 GHz se consigue un circuito equivalente con un tamaño un 63.9% menor, obteniendo un ancho de banda un poco menor que el del circuito original.

Otra opción para reducir el tamaño de las líneas de transmisión es la que se describe en [14]. La estrategia seguida en este caso se basa en usar otra disposición en el esquemático a la del acoplador convencional sustituyendo una línea de transmisión por un acoplador interdigitado. El tamaño de dicha línea de transmisión puede variar para ajustarse a las condiciones de tamaño y ancho de banda que se requieran. En este caso los autores pretendían reducir el tamaño de un acoplador *branch line* híbrido convencional de 180° , cuya estructura se puede observar en la Figura 2-10.

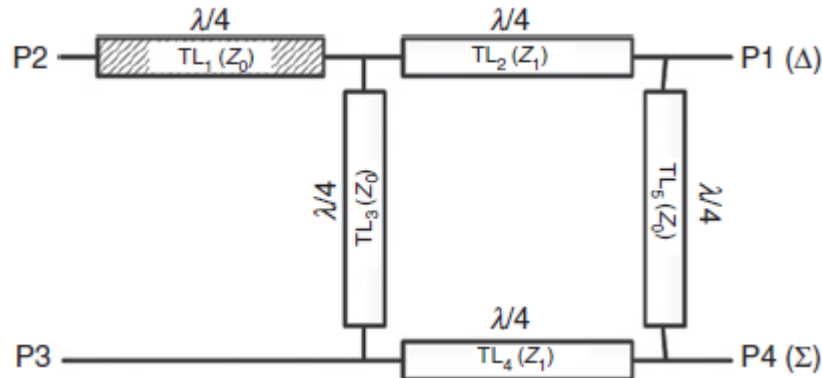


Figura 2-10: Esquemático de un acoplador *branch line* híbrido convencional de 180° [14].

Los acopladores interdigitados están compuestos por cuatro tiras de longitud $\lambda/4$ cortocircuitadas cuya disposición se puede observar en la figura 2-11b, entre los puertos P1 y P4 mostrados en la Figura 2-11a se introduce el acoplador interdigitado. El resultado de aplicar este método, según se detalla en [14], fue conseguir una reducción en el tamaño del acoplador de un 59.8% y un ancho de banda operativo del 62% entorno a la frecuencia central.

Otra alternativa, es reducir el tamaño de una línea microstrip usando una red de elementos reactivos. Para llevar a cabo esta técnica se trabaja con un acoplador *branch line* de cuatro ramas (es decir, de tres secciones), tal y como se detalla en [15], el cual consigue un ancho de banda bastante alto, pero presenta la desventaja de que las impedancias de sus líneas de transmisión son muy altas, dificultando así su implementación. La idea básica de esta técnica es que una línea de transmisión con una impedancia característica Z y una longitud eléctrica θ determinadas, puede ser sustituida por una red equivalente C-L-C con sus elementos en forma de “ π ” (Figura 2-12).

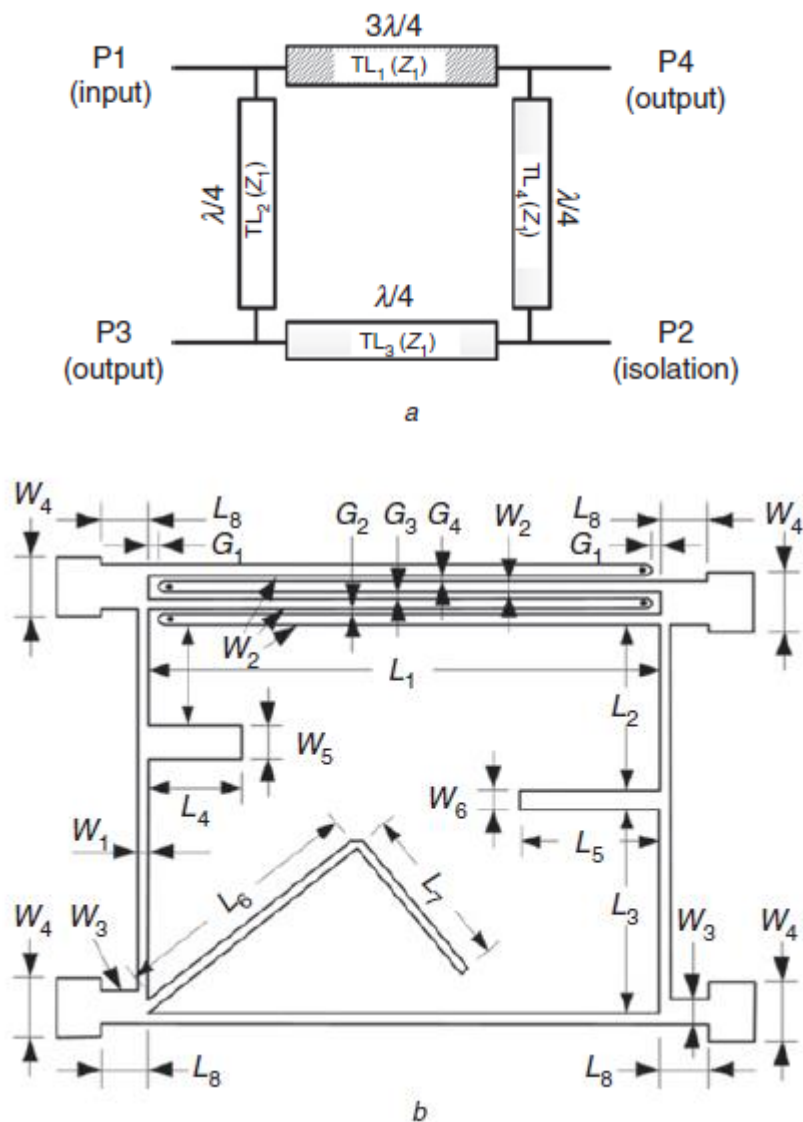


Figura 2-11: Acoplador branch line de 180° usando un acoplador interdigitado [14]. a) Esquemático. b) Diseño detallado.

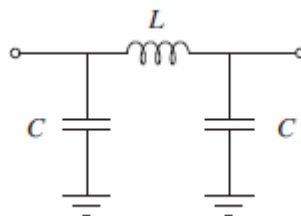


Figura 2-12: Red equivalente C-L-C en π a una línea de transmisión [15].

Las desventajas que conllevan utilizar esta red de elementos de parámetros concentrados como equivalencia a la línea de transmisión, a pesar de obtener un ancho de banda mayor, son que el aislamiento y las pérdidas por retorno en torno a la frecuencia de resonancia se ven reducidos. Además, el hecho de no poder implementar el valor exacto de las capacidades y las inductancias hace que se produzca un desplazamiento considerable en la frecuencia de resonancia. Para resolver este problema, se plantea la posibilidad de realizar la función llevada a cabo por capacidades e inductancias usando líneas microstrip, ya que una línea microstrip ancha terminada con una alta impedancia es equivalente a una reactancia capacitiva en paralelo, y una línea microstrip delgada

terminada con una baja impedancia es equivalente a una inductancia en serie. El problema que presenta este método es que el valor de las inductancias que pueden ser realizadas es limitado.

La solución que se encontró fue la de emplear una disposición en espiral del modelo para obtener el comportamiento equivalente al de una bobina, pero a su vez, esto presenta otro problema, y es que el puerto de entrada de una bobina en espiral simplemente enrollada se enfrenta, o bien, con dos capas diferentes, o bien, requiere un paso bajo para poder estar en la misma capa que el puerto de salida. Para una técnica convencional de microstrip que involucra dos capas, los dos puertos de la bobina en espiral deben acabar en la misma capa sin que sea necesario ningún paso bajo. La solución fue usar una bobina en espiral doblemente enrollada entre dos parches microstrip, tal y como se muestra en la Figura 2-13.

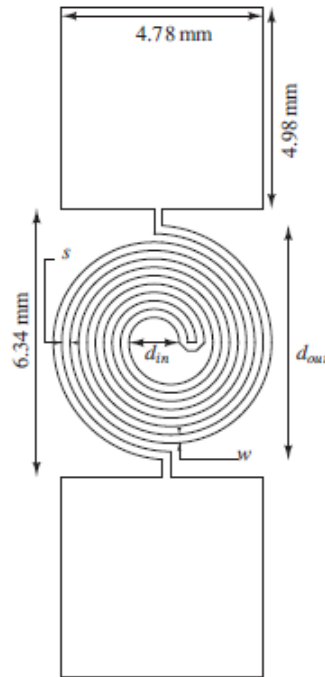


Figura 2-13: Bobina en espiral doblemente enrollada con parches capacitivos en “derivación” [15].

Usando esta técnica los autores reportaron unas pérdidas por retorno mejorando los 15 dB en la banda comprendida entre 608 MHz y 1.275GHz (74% del ancho de banda) y un aislamiento superando los 20 dB entre las frecuencias de 646 MHz y 1.261 GHz (68% del ancho de banda).

Se puede llegar a la conclusión de que, si queremos mejorar el rendimiento del acoplador *branch line* de 4 ramas en cuanto a pérdidas por retorno y aislamiento, se puede optar por realizar el circuito equivalente con los parches capacitivos y las espirales inductivas doblemente enrolladas, tal y como se puede observar en la Figura 2-14, y que, si el objetivo es reducir el tamaño del circuito se debe realizar el circuito equivalente con la red C-L-C en π . Estas consideraciones muestran una clara correspondencia con los métodos que se utilizarán en el presente TFG.

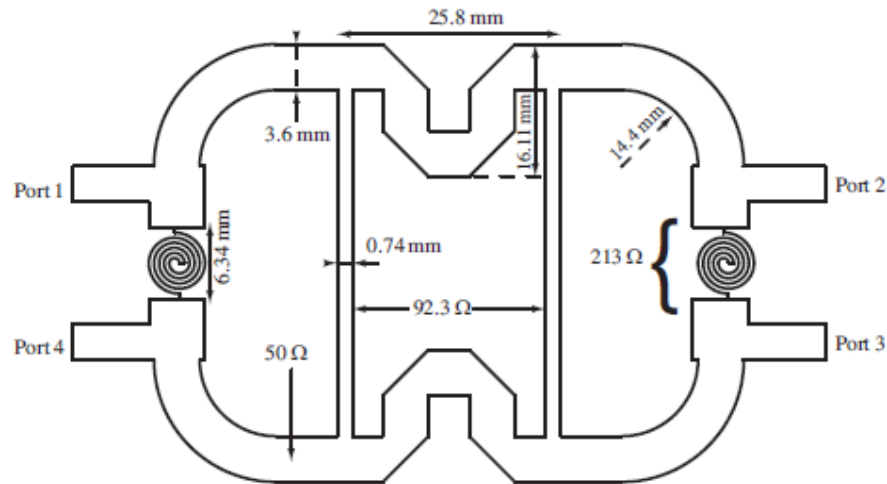


Figura 2-14: Acoplador *branch line* de cuatro ramas con elementos de parámetros distribuidos y concentrados [15].

La aproximación de elementos de parámetros cuasi-concentrados con estructuras en forma de “T”, como se puede ver en la Figura 2-15, tiene su lugar dentro del abanico de posibilidades existente para conseguir el objetivo de reducir el tamaño del acoplador. Se abren dos vías a la hora de usar esta aproximación: estructuras con forma simétrica y estructuras con forma asimétrica. En [16] se realiza un estudio de ambas.

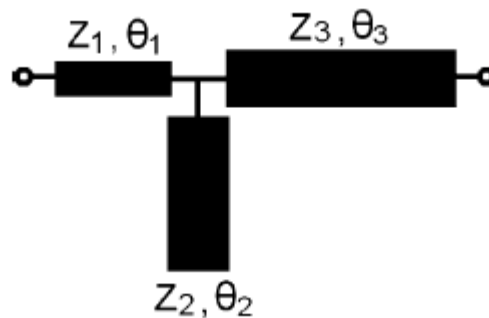


Figura 2-15: Estructura equivalente en forma de T de una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ [16].

Como se puede observar en la Figura 2-15 las tres líneas de transmisión que forman la estructura equivalente a una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ está formada por tres líneas de transmisión en forma de “T”, cada una con una longitud eléctrica e impedancia característica diferentes.

A la hora de realizar el modelo propuesto, la reducción de tamaño se consigue usando *stubs* terminados a circuito abierto, produciéndose un solapamiento entre *stubs*. Para resolver este problema, en [16] se estudian en detalle tres métodos: uno es mover la estructura en forma de “T” hacia el exterior del acoplador, obteniendo un ancho de banda mayor pero un diseño menos compacto; otro es el de mantener los *stubs* en el centro y reducir el tamaño otra vez con la aproximación de elementos de parámetros cuasi concentrados; y, por último, mover los *stubs* desde el centro de las líneas hasta cerca del final de las líneas reducidas. En la Figura 2-16 se pueden observar las diferentes topologías empleadas en estos métodos.

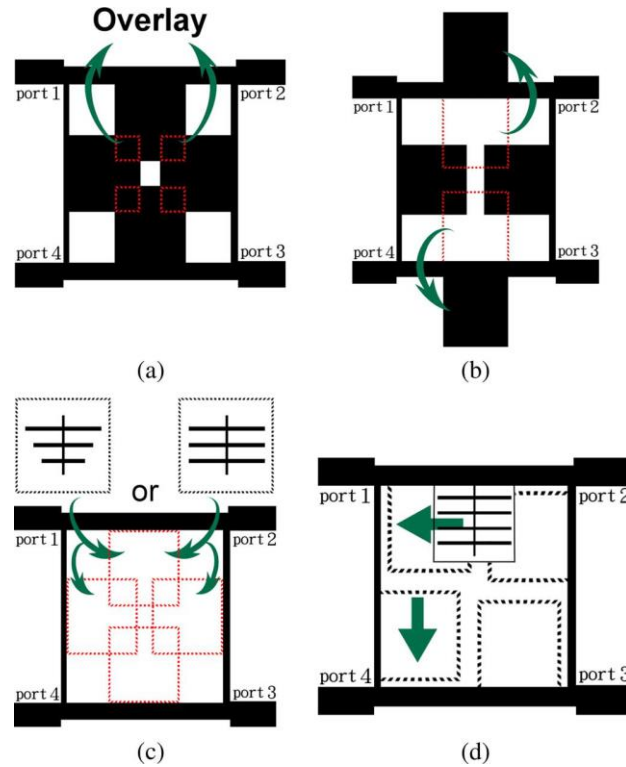


Figura 2-16: Diferentes topologías usando el área libre del interior de un acoplador para reducir su tamaño [16]. a) Solapamiento que limita la reducción de tamaño. b) Moviendo la estructura hacia el exterior. c) Usando la aproximación de elementos de parámetros cuasi-concentrados. d) Moviendo los stubs hasta cerca del final de las líneas en la forma T no simétrica y usando la aproximación de elementos de parámetros cuasi-concentrados.

Si se sigue el estudio de dichas técnicas, los autores elevan la conclusión de que al usar la aproximación de elementos de parámetros cuasi-concentrados se consigue una reducción significativa del tamaño del circuito (71%) respecto al diseño convencional, mientras que, utilizando estructuras en forma de T simétricas, el área del circuito se ve reducida mucho menos, un 30%, pero se obtiene un ancho de banda un 25% mayor, siendo esta técnica la que mejores resultados ofrece.

La propuesta que se ha seguido en este TFG ha consistido en considerar algunas de las equivalencias aplicadas en la literatura revisada. Concretamente, dada una línea de transmisión cuya longitud eléctrica es θ ($\theta = \pi/2$ en el caso particular del acoplador *branch line* que tomamos como modelo inicial) e impedancia característica Z , se puede encontrar varios conjuntos de elementos cuyo comportamiento es equivalente. Una de las equivalencias es la formada por una línea de transmisión con una longitud eléctrica θ_c y una impedancia característica Z_c en paralelo con dos capacidades de valor C , conectadas cada una en uno de los extremos de la línea. Este circuito equivalente se muestra en la figura 2-17. Para hallar dicha equivalencia se igualan las matrices de transmisión ABCD de ambos circuitos con la idea de obtener dos ecuaciones que definan los valores de Z_c y C . La matriz ABCD de una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ tiene la siguiente forma a la frecuencia en que $\theta = \pi/2$:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jZ \\ j/Z & 0 \end{pmatrix}$$

Y la matriz ABCD del circuito equivalente compuesto por una línea de transmisión en paralelo con dos capacidades conectadas en sus extremos:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\theta_c) & jZ\text{sen}(\theta_c) \\ \frac{j}{Z\text{sen}(\theta_c)} & \cos(\theta_c) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix}$$

Realizando la igualación anteriormente citada se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$Z_c = \frac{Z}{\sin(\theta_c)}$$

$$C = \frac{\cot(\theta_c)}{2\pi f Z_c}$$

siendo f la frecuencia.

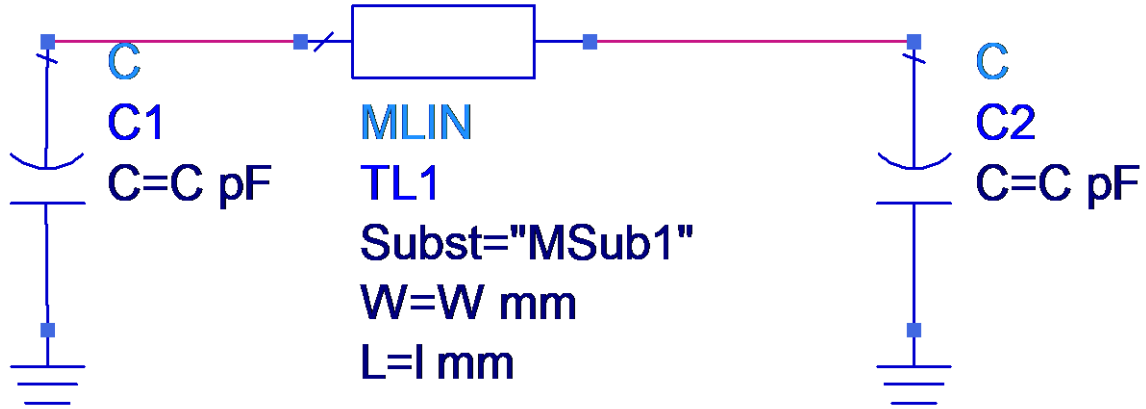


Figura 2-17: Línea de transmisión en paralelo con dos capacidades.

La primera relaciona la impedancia característica de la nueva línea de transmisión con la longitud eléctrica de la línea de transmisión y, a través de la segunda, se puede obtener el valor de las dos capacidades en paralelo con la nueva línea de transmisión. Hay varias conclusiones, que se obtienen al analizar ecuaciones, una de ellas es que la impedancia característica de la nueva línea de transmisión siempre será mayor que la de la línea de transmisión inicial, lo que puede imponer una limitación, ya que hemos fijado como máxima impedancia característica para cualquier línea de transmisión el valor de 110Ω . Estas ecuaciones pueden ser usadas para aumentar o reducir la longitud de la línea de transmisión a costa de modificar la impedancia característica, o bien, se pueden emplear para cambiar el valor de la impedancia característica, lo que conlleva un cambio en la longitud. Cabe destacar que para una línea de transmisión existen varios conjuntos de capacidades en paralelo con la nueva línea de transmisión con diferentes valores que pueden realizar la función de la línea que se quiere sustituir. También se puede ver que el valor de la capacidad es inversamente proporcional a la impedancia característica de la línea de transmisión original, por lo que a mayor impedancia menor capacidad, esto, igual que ocurría con la ecuación anterior, limita el rango de valores válidos para conseguir el resultado deseado.

En la figura 2-18 se presenta otro circuito como alternativa para conseguir la misma equivalencia, se trata de un conjunto formado por dos inductancias de valor L , conectadas en serie a los extremos de una línea de transmisión de longitud eléctrica θ_c e impedancia característica Z_c . Se procede igual que con la técnica anterior, igualando las matrices ABCD de ambos circuitos y teniendo en cuenta que la matriz ABCD del circuito equivalente es ahora diferente:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\theta_c) & jZ_c \sin(\theta_c) \\ \frac{j}{Z_c \sin(\theta_c)} & \cos(\theta_c) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Una vez que se tiene el nuevo modelo, se pretende establecer una relación entre las líneas de transmisión del modelo original y las del nuevo modelo a través de ecuaciones. De esta manera se pueden encontrar diversos valores de L , θ_c y Z_c , de forma que el nuevo modelo presente el mismo comportamiento que el circuito el modelo inicial. Las ecuaciones obtenidas son:

$$Z_c = Z \sin(\theta_c)$$

$$L = \cot(\theta_c) \frac{Z_c}{2\pi f}$$

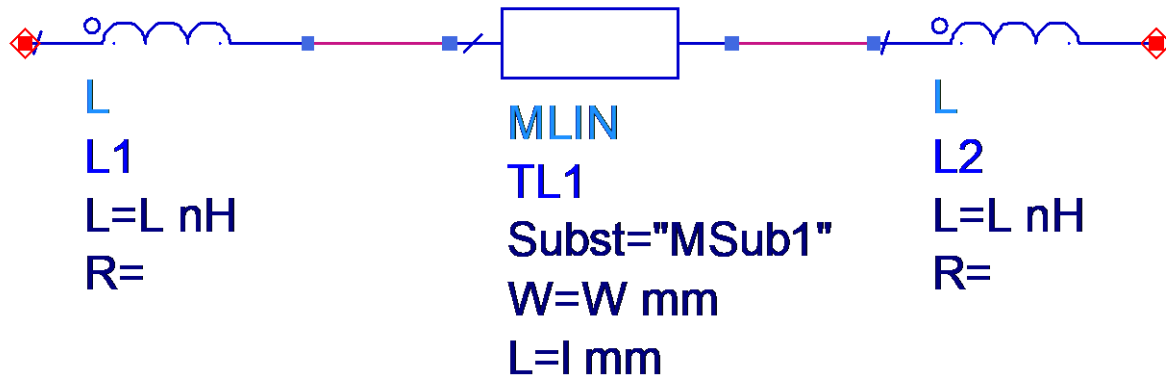


Figura 2-18: Línea de transmisión en serie con dos inductancias.

A raíz de estas dos ecuaciones se puede llegar a la conclusión de que Z_c siempre será menor que Z , al ser $\sin(\theta_c) < 1$, lo que significa que esta ecuación impone una limitación en Z , ya que como se ha comentado anteriormente las impedancias características no deben presentar valores mayores a 110Ω en este TFG debido a las limitaciones de la tecnología microstrip. Respecto a la segunda ecuación obtenida para este modelo, se observa que L es proporcional a Z_c y $\cot(\theta_c)$, esto quiere decir que el valor de L está limitado por Z_c y $\cot(\theta_c)$. Igual que en el caso del modelo con capacidades en paralelo a la nueva línea de transmisión, se puede jugar con estas ecuaciones para conseguir diferentes valores de impedancia característica y longitud de la nueva línea, ya que estos parámetros están directamente relacionados

Otra posibilidad sería la implementación de inductancias y capacidades, necesarias para la implementación de las técnicas anteriores, mediante líneas de transmisión. La principal ventaja que otorga esta sustitución es que, a priori, al ser líneas de transmisión el único componente utilizado, su coste de fabricación será menor, por lo que se abre una posibilidad que vale la pena estudiar. Para alcanzar esta equivalencia se realizó un estudio con el fin de obtener la relación existente entre la inductancia de una bobina en serie y la longitud de una línea de transmisión en tecnología microstrip, tal y como se muestra en la figura 2-19. Esta correspondencia se obtuvo analizando los parámetros de admitancia de un circuito simple compuesto únicamente por una inductancia en serie, de tal forma que:

$$Y_{11} = Y_{22} = \frac{1}{j\omega L}$$

$$Y_{21} = Y_{12} = -\frac{1}{j\omega L}$$

Al despejar la inductancia de los parámetros de admitancia, se tiene:

$$L = -\frac{1}{2\pi f \cdot \text{Im}[Y_{11}]} = \frac{1}{2\pi f \cdot \text{Im}[Y_{21}]}$$

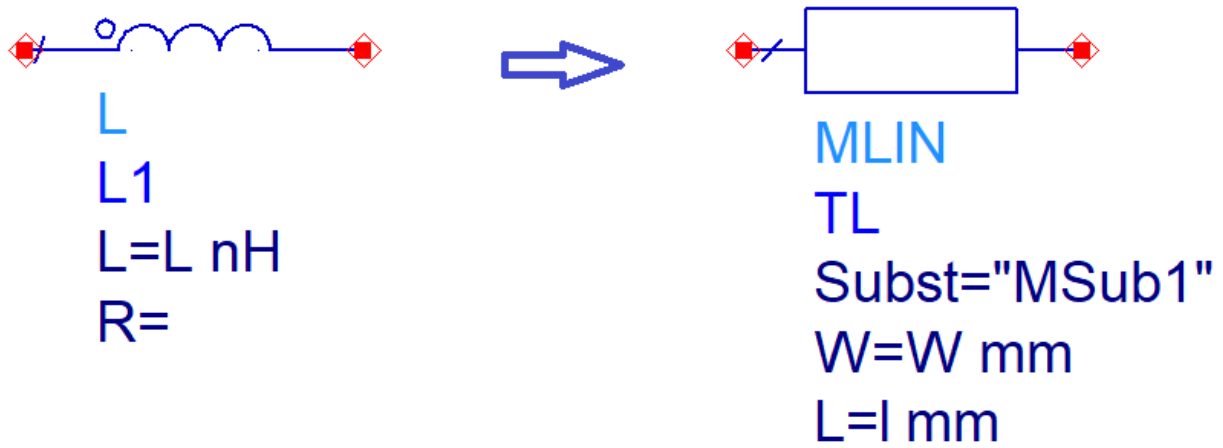


Figura 2-19: Equivalencia entre inductancia en serie y línea de transmisión en serie

Por otra parte, una línea de transmisión de impedancia característica Z_c y longitud eléctrica θ_c admite una representación como circuito equivalente en “ π ” con los elementos que se muestran en la figura 2.12. Sus parámetros de admitancia se pueden expresar como sigue [1]:

$$Y_{11} + Y_{12} = j \frac{1}{Z_c} \tan \frac{\theta_c}{2}$$

$$Y_{21} = Y_{12} = -j \frac{1}{Z_c \sin \theta_c}$$

Cuando la longitud de la línea de transmisión es corta, estas expresiones pueden aproximarse por:

$$Y_{11} + Y_{12} \approx j \frac{\theta_c}{2Z_c} = j \frac{B}{2}$$

$$Y_{21} = Y_{12} \approx -j \frac{1}{Z_c \theta_c} = -j \frac{1}{X}$$

donde B y X representan una susceptancia capacitiva y reactancia inductiva, respectivamente. Si se admite que la impedancia característica toma un valor muy alto, entonces $X \gg B$, circunstancia que permite aproximar el circuito de la figura 2.12 por una inductancia serie, cuya reactancia sería:

$$X = Z_c \theta_c = 2\pi f L$$

Se trata, por tanto, de estimar la inductancia a partir de la simulación de los parámetros de admitancia de un segmento de línea de transmisión de alta impedancia característica. Así, para una línea microstrip de 110Ω , en la curva que se puede apreciar en la figura 2-20 se representa el valor de la inductancia en el eje vertical, en Henrios, y la longitud de la línea de transmisión en milímetros se encuentra en el eje horizontal. Una vez obtenida la citada relación, únicamente había que buscar en la gráfica la inductancia de cada bobina del modelo anterior y escoger la longitud de la nueva línea de transmisión que va a sustituirla. No obstante, debe recordarse que esta correspondencia está basada en un modelo aproximado, por lo que, a mayor longitud de línea, peor será la aproximación.

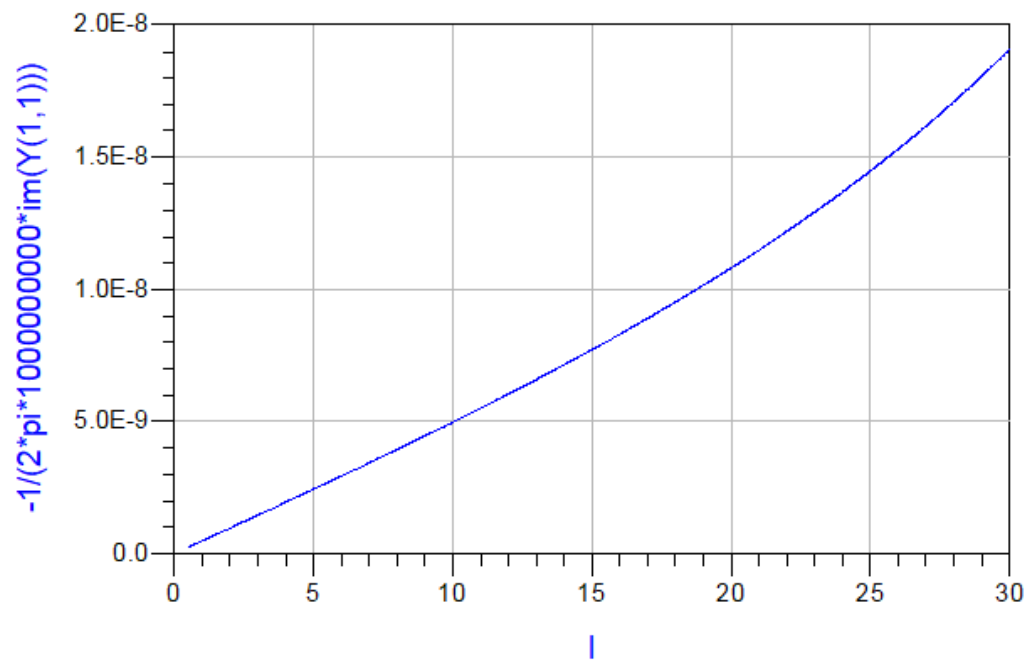


Figura 2-20: Inductancia serie equivalente de un segmento de línea de transmisión microstrip de 110 Ω de impedancia característica, frente a la longitud de la línea en mm.

3 DISEÑO

En este capítulo se detalla el proceso de diseño del circuito acoplador *branch line* de tres secciones, de manera que sea posible cumplir con el objetivo el tamaño del acoplador y se comentan los resultados obtenidos tras realizar varias simulaciones en pasos intermedios del diseño. También se estudia un modelo alternativo compuesto únicamente por líneas de transmisión, ya que es una alternativa interesante debido a su bajo precio de fabricación.

3.1 Propuesta

El punto de partida de este TFG es un acoplador *branch line* de tres secciones cuya banda de paso está comprendida entre 800 MHz y 1.2 GHz. En este modelo inicial todas las líneas de transmisión tienen una longitud de $\lambda/4$, tal y como se puede observar en la figura 3-1. El valor de las impedancias características se ha obtenido tras realizar una optimización de manera que se puedan cumplir una serie de condiciones. Para realizar dicha optimización se ha simulado el circuito de manera que la impedancia característica de las líneas de los extremos ha sido modelada mediante una variable Z_1 , y la de las líneas interiores mediante otra variable Z_2 ; aunque no participa en la optimización, la impedancia característica de las líneas horizontales ha sido llamada Z_3 y toma un valor de 50Ω . Se han impuesto una serie de condiciones para determinados valores de frecuencia, básicamente, se ha establecido que, en la banda de frecuencias comprendida entre 0.8 y 1.2 GHz, el valor de los parámetros S_{11} y S_{41} no supere los -30 dB y que los parámetros S_{21} y S_{31} tengan valores lo más cercanos posibles a -3 dB. Al realizar la simulación, se van probando valores de Z_1 y Z_2 para poder obtener los que mejor cumplan las condiciones establecidas en el rango de simulación completo, que está comprendido entre 0.4 y 0.6 GHz. Una vez se ha completado el proceso de optimización, ADS presenta unos valores de $Z_1 = 188.381 \Omega$ y $Z_2 = 107.43 \Omega$. El resultado de la simulación sobre el esquemático resultante se muestrea en la figura 3-2, en ella se aprecia cómo se ven cumplidas las condiciones que se acaban de citar.

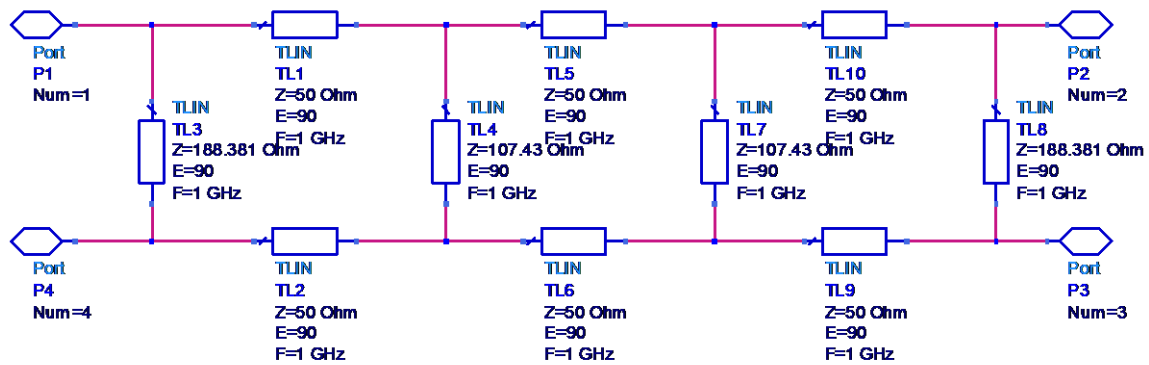


Figura 3-1: Esquemático modelo inicial.

Tras estudiar este modelo de partida, se presenta una alternativa, la de un nuevo circuito que ofrece unos resultados equivalentes al modelo inicial; dicho modelo sustituye cada línea horizontal por dos inductancias en serie de valor L y una línea de transmisión con una longitud eléctrica θ_c y una impedancia característica Z_c . Una vez que se tiene el nuevo modelo, se establece una relación entre la impedancia característica de la línea de transmisión del modelo original y la impedancia característica de la línea de transmisión del nuevo modelo a través de las ecuaciones obtenidas en el apartado anterior en el cual se explican con detalle las técnicas. En el proceso de particularizar dichas ecuaciones, se parte de la propuesta realizada en este TFG, que consiste en que las líneas de transmisión horizontales del modelo equivalente presenten una reducción de tamaño de manera que ahora pasarían a ser de $\lambda/8$ ($\theta_{c3} = 45^\circ$), también se debe tener en cuenta la condición de que ninguna línea

de transmisión debe tener una impedancia característica mayor de 110Ω , por lo que las líneas de transmisión verticales de los extremos también deben ser tratadas con esta técnica, ya que el valor obtenido tras realizar la optimización es mayor que 110Ω . Para el caso de las líneas verticales de los extremos $Z_1 = 188.38 \Omega$, por lo que para cumplir la restricción se ha fijado el valor de la impedancia característica de la nueva línea de transmisión en $Z_{c1} = 110 \Omega$. Sustituyendo y despejando en la ecuación del apartado anterior se obtiene un valor de $\theta_{c1} = 35.73^\circ$. Como se ha fijado la impedancia característica de la línea de transmisión del modelo equivalente, es posible obtener el valor de las inductancias que van en serie con la línea de transmisión sustituyendo en la otra ecuación que caracteriza al modelo. A continuación, se pueden observar las ecuaciones citadas en el apartado 2.6 con los valores de los parámetros ya sustituidos:

$$\text{sen}(\theta_{c1}) = \frac{110}{188.38} = 0.58 \rightarrow \theta_{c1} = 35.73^\circ$$

$$L_1 = \frac{\cos(\pi/4)}{\text{sen}(\pi/4)} \cdot \frac{110}{2\pi 10^9} = 17.5 \text{ nH}$$

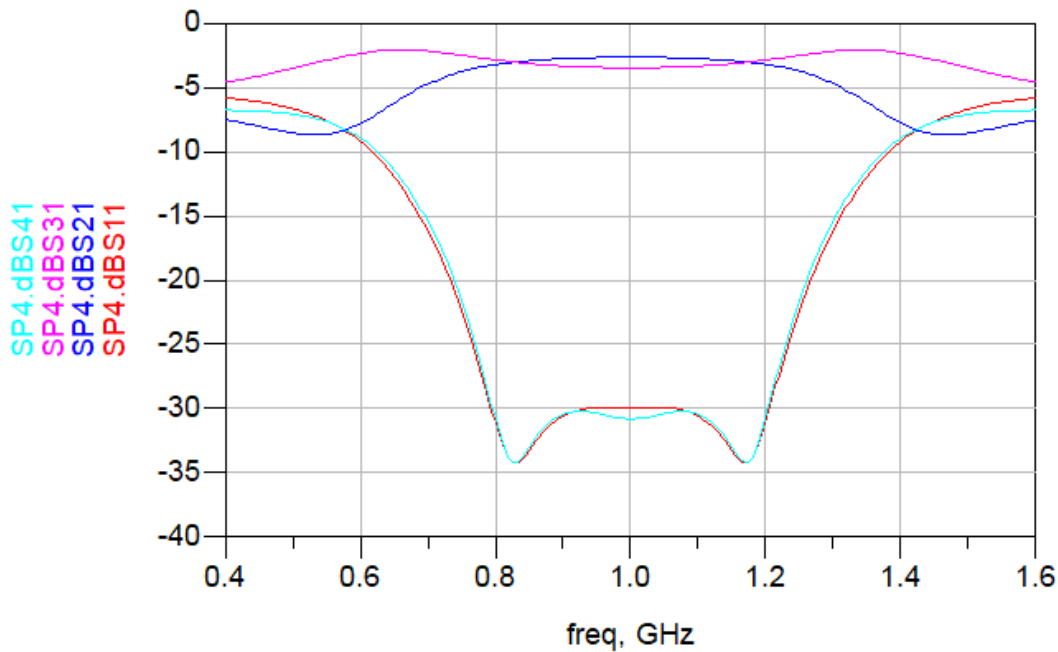


Figura 3-2: Simulación modelo inicial

Operando de la misma manera para las líneas de transmisión horizontales y, partiendo de que los valores del modelo original que son necesarios para dichas ecuaciones son $Z_3 = 50 \Omega$ y que se ha fijado que $\theta_{c3} = 45^\circ$ se obtienen unos valores de $Z_{c3} = 35.36 \Omega$, $L_3 = 5.65 \text{ nH}$. No es necesario aplicar esta transformación a las líneas de transmisión de las ramas verticales centrales, ya que, su impedancia característica es menor que el valor límite impuesto ($Z_2 < 110 \Omega$) y, a que, su longitud ($\lambda/4$) no presenta un problema mayor, ya que la prioridad de reducir tamaño se encuentra en el eje horizontal al ser la longitud del modelo inicial tres veces mayor en el eje horizontal que en el eje vertical. El esquemático del circuito resultante se muestra en la figura 3-3.

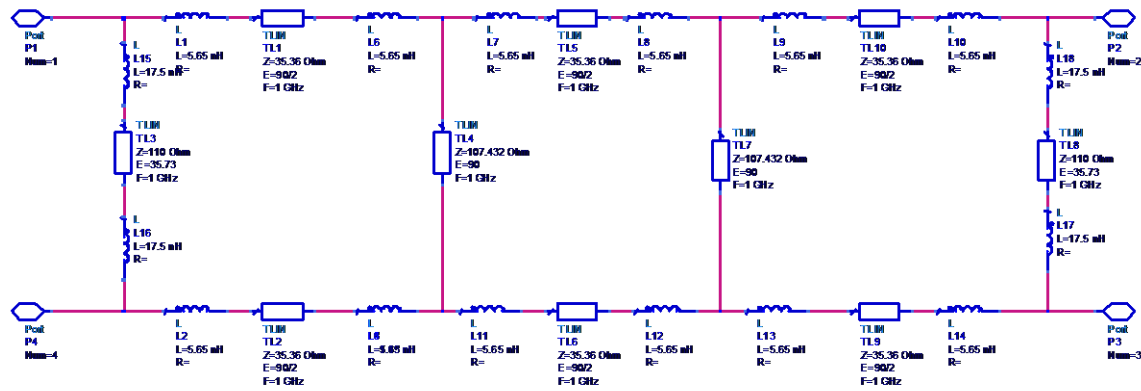


Figura 3-3: Esquemático de un acoplador *branch line* de tres secciones con bobinas en serie.

Se realizó una simulación con el programa ADS usando el esquemático resultante y se obtuvieron unos resultados aceptables que cumplieran las condiciones impuestas en los objetivos de diseño. Tal y como se puede observar en la figura 3-4, al utilizar esta técnica con bobinas en serie se obtiene una respuesta adecuada en la conformidad de los parámetros S_{11} y S_{41} con las especificaciones de diseño. Respecto a los parámetros S_{21} y S_{31} , en la banda entre 0.8 y 1.2 GHz vemos que rondan en todo momento los -3 dB, por lo que se cumplirían las condiciones impuestas, lo que parece indicar que el estudio va por buen camino.

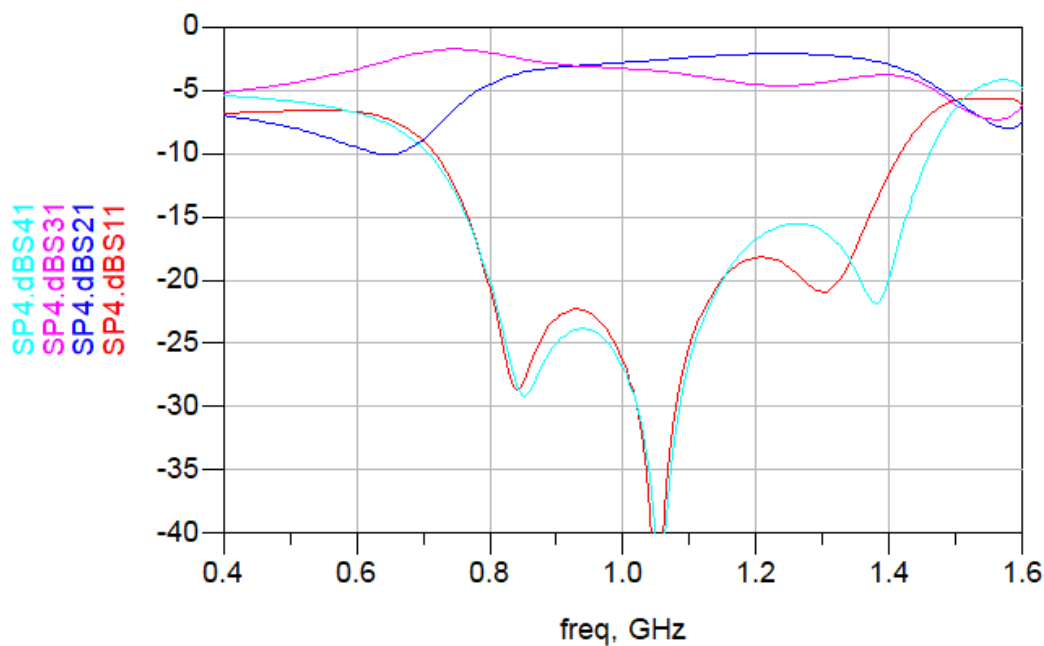


Figura 3-4: Simulación de un acoplador *branch line* de tres secciones con bobinas en serie.

Siguiendo el proceso de diseño habitual, a continuación, se procedió a sustituir los componentes ideales del esquemático por componentes “reales” basados en tecnología microstrip, es decir, se reemplazaron los componentes “TLIN” por “MLIN”. Antes de nada, se deben añadir las propiedades del sustrato seleccionado (teflón en este caso, con características de catálogo disponibles en [17]), cuyos parámetros son: $\epsilon_r = 2.17$ (constante dieléctrica), $h = 0.508$ mm (espesor del sustrato), $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \frac{S}{m}$, $\tau = 0.035$ mm (espesor del cobre) y $\tan(\delta) = 0.0008$ (tangente de pérdidas del dieléctrico). A continuación, se calcula la longitud y anchura de cada línea mediante la herramienta LineCalc de ADS tal y como se explica en el apartado 2.5.7, obteniéndose el esquemático que puede observarse en la figura 3-5. Los resultados obtenidos con este esquemático no presentan cambios significativos respecto al anterior modelo, por lo que se procedió a modificar este esquemático de manera que la simulación fuera más próxima a la realidad.

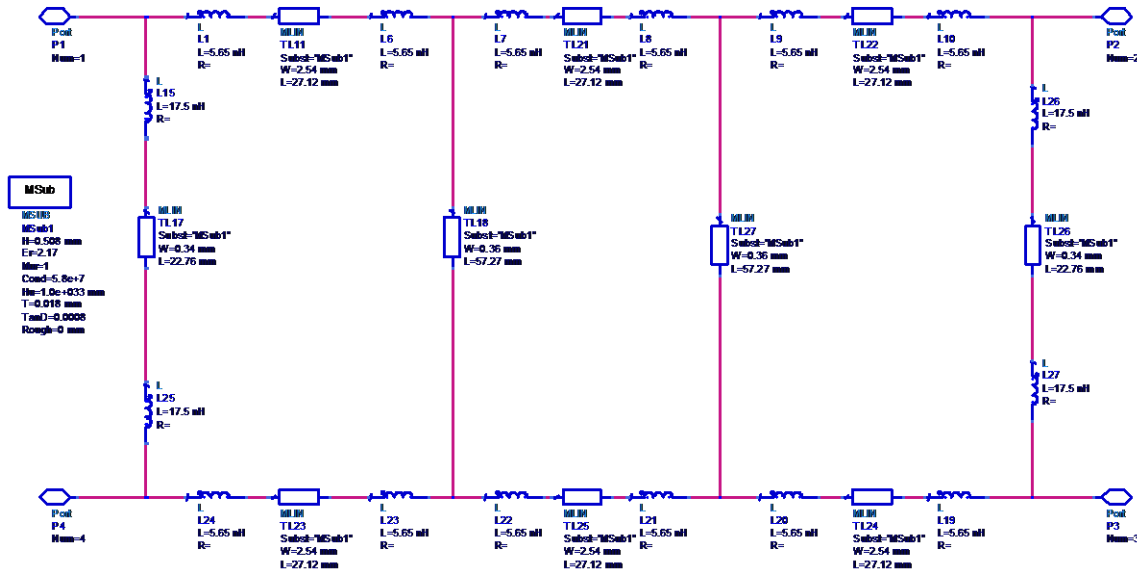


Figura 3-5: Esquemático de un acoplador *branch line* de tres secciones con bobinas en serie y componentes MLIN sobre un sustrato de teflón.

Dado que la longitud de las líneas de transmisión de las ramas centrales es mayor que la de las ramas de los extremos, este modelo es válido para una simulación a nivel de esquemático, pero no está listo para la generación del layout y su respectiva simulación electromagnética. La solución que se propone para solventar este problema es desglosar cada línea de transmisión de las ramas centrales en varias líneas de transmisión más cortas de manera que formen una curva en meandro. Por supuesto, la suma de las longitudes de estas nuevas líneas más cortas tiene que ser igual a la longitud de la línea del modelo anterior, ya que se puede demostrar que utilizando este método no cambia el comportamiento del circuito. Este modelo presenta un esquemático como el que se puede observar en la figura 3-6.

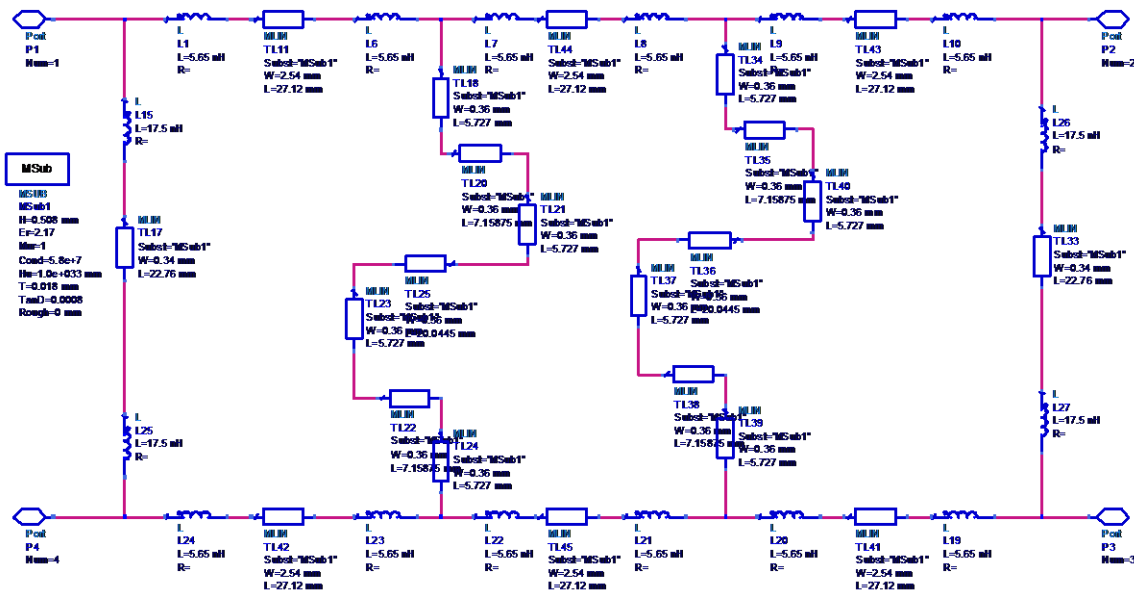


Figura 3-6: Esquemático de un acoplador *branch line* de tres secciones con bobinas en serie y curva en meandro en las líneas de transmisión microstrip centrales.

Se realizó una simulación de este modelo para comprobar que el comportamiento del circuito era el mismo que el del modelo del circuito anterior y se obtuvieron resultados que confirmaban la validez de esta técnica ya que no se apreciaron cambios en el comportamiento del circuito.

3.2 Modelo con capacidades en paralelo

Al aplicar esta técnica, en primer lugar, se realiza el cálculo necesario para obtener el circuito equivalente a las líneas de transmisión horizontales. Como la impedancia característica de esta línea es $Z_3 = 50 \Omega$, y se pretende que su longitud eléctrica sea $\theta_3 = 45^\circ$, se puede sustituir en las ecuaciones que relacionan este circuito con el inicial de manera que $Z_{c3} = 70.71 \Omega$, una vez obtenida la impedancia característica de la nueva línea de transmisión, ya se puede sustituir en la ecuación que permite calcular las capacidades necesarias para conseguir la equivalencia.

$$Z_{c3} = \frac{50}{\sin(45^\circ)} = 70.71 \Omega$$

$$C = \frac{\cot(45^\circ)}{2\pi \cdot 10^9 \cdot 70.71} = 2.25 \text{ pF}$$

A continuación, se procede a calcular el conjunto de elementos que realizan la función equivalente a las ramas verticales de los extremos. Como la impedancia característica de estas líneas de transmisión superan los 110Ω , se intenta obtener la impedancia característica de la nueva línea de transmisión de manera que sea inferior a 110Ω , pero esta solución no llegó a buen puerto, ya que, al estar el parámetro θ_{c1} en función de $\arcsen(\frac{Z_1}{Z_{c1}})$ y ser $Z_1 > Z_{c1}$ se llegó a la conclusión de que no era posible encontrar ningún valor que respetara la condición impuesta, por lo que carecía de sentido seguir con el estudio de este modelo. A pesar de esto, se realizó una simulación sustituyendo únicamente las líneas de transmisión horizontales para comprobar el funcionamiento de esta técnica y se llegó al modelo ilustrado en la figura 3-7. Este modelo presenta un buen funcionamiento al realizar las simulaciones con el simulador de ADS. El resultado de la simulación del esquemático con capacidades en paralelo se puede observar en la figura 3-8. La simulación muestra que los parámetros S_{11} y S_{41} tienen valores por debajo de -20 dB , por lo que presentan una buena adaptación; con respecto a los parámetros S_{21} y S_{31} se observa que sus valores en la banda entre 0.8 y 1.2 GHz están en torno a los -3 dB , que es lo que se está buscando. Sin embargo, presenta líneas de transmisión cuyas impedancias tienen valores superiores a 110Ω , no cumpliendo así la condición impuesta para el diseño.

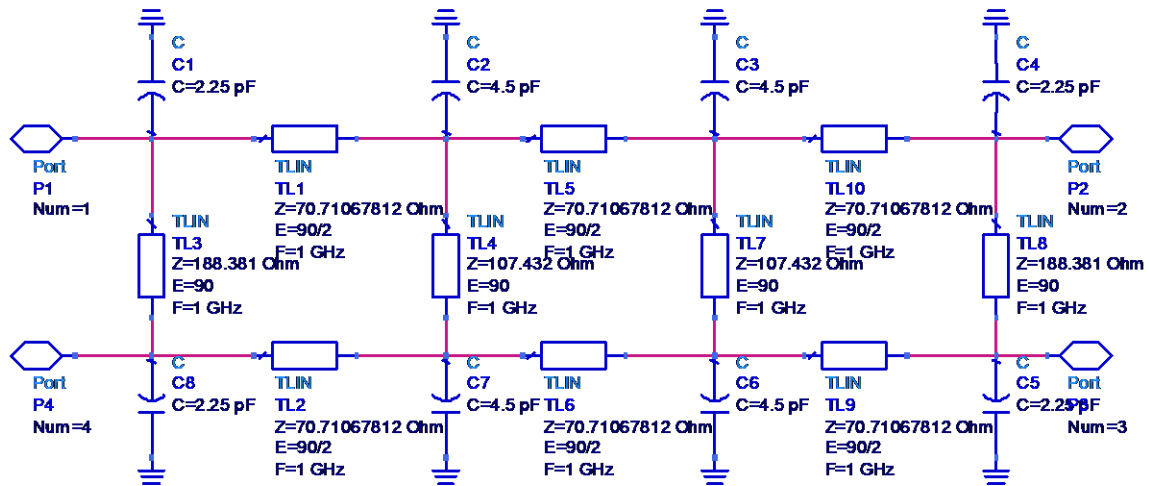


Figura 3-7: Esquemático de un acoplador *branch line* de tres secciones con condensadores en paralelo.

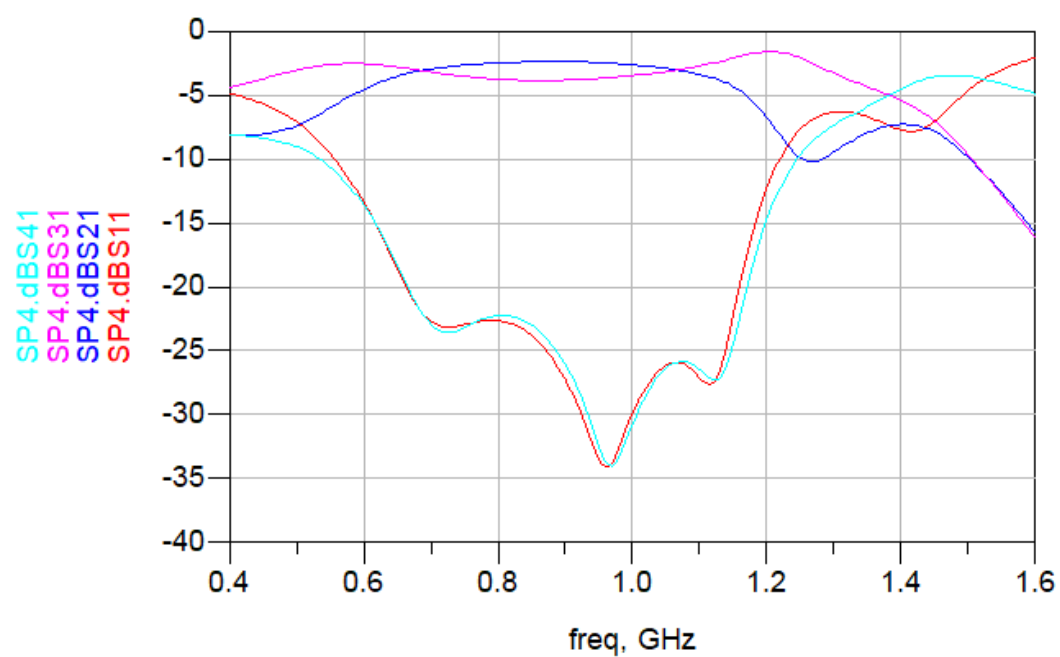


Figura 3-8: Simulación de un acoplador *branch line* de tres secciones con condensadores en paralelo.

3.3 Acoplador con líneas de transmisión exclusivamente

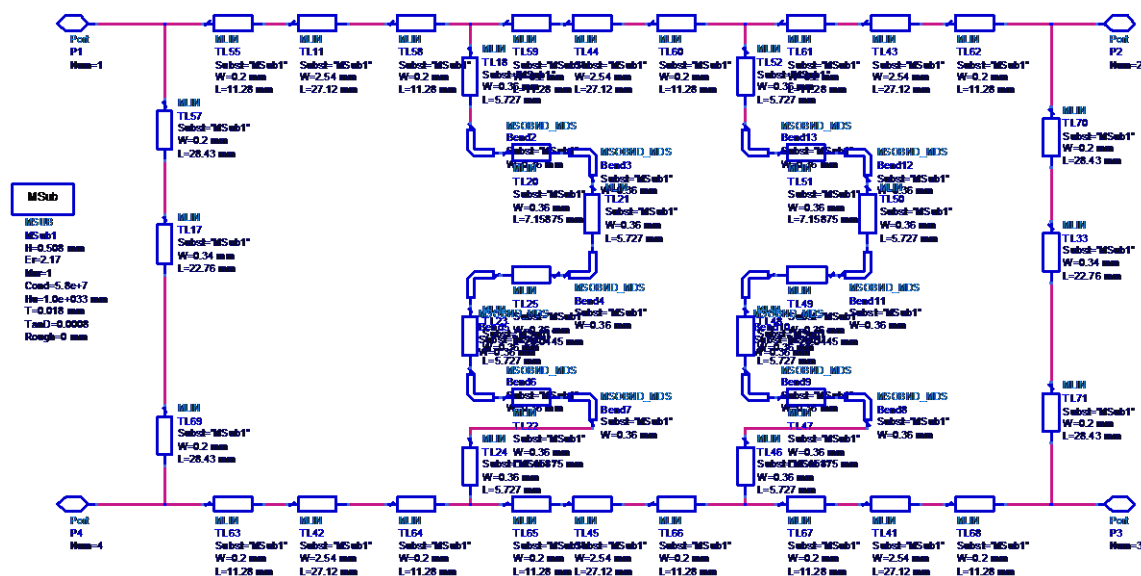


Figura 3-9: Esquemático del modelo compuesto únicamente por líneas de transmisión.

Tras realizar el estudio que se detalló en el apartado 2.6, mediante el cual se puede obtener una línea de transmisión con una determinada longitud equivalente a una inductancia, se abre una nueva vía muy interesante, se trata de un modelo en el que las inductancias son sustituidas por líneas de transmisión, de manera que este sería el único componente del circuito, aunque no todas de la misma longitud. Es una variante a tener en cuenta, ya que al no tener que usar inductancias, la implementación del modelo tiene un coste bastante menor. A través de gráficas equivalentes a la dispuesta en la figura 2-20 se hallaron los dos tipos de líneas de transmisión que realizaban el mismo funcionamiento que cada uno de los dos tipos de inductancias presentes en el modelo de la figura 3-6, el cual sirve como punto de partida para llevar a cabo el estudio de esta técnica. Dichas líneas de transmisión equivalentes presentan una longitud de $L_1 = 28.43$ mm para las ramas verticales de los extremos y una longitud de $L_1 = 11.48$ mm para las ramas horizontales. Se realizaron todas las sustituciones necesarias para obtener un modelo compuesto únicamente por líneas de transmisión, cuyo esquemático está representado en la figura 3-9. Al realizar la simulación en ADS del esquemático del modelo compuesto exclusivamente por líneas de transmisión se obtiene un modelo que presenta unas condiciones que no cumplen las condiciones deseadas en la totalidad de la banda de interés, tal y como se puede observar en la figura 3-10. En primer lugar, los parámetros S_{41} y S_{11} presentan comportamientos con ciertas diferencias, el parámetro S_{41} presenta un mejor pico de adaptación, de unos 10 dB menos, cercano a la frecuencia de 0.8 GHz mientras que en el pico de adaptación que existe cerca de 1.2 GHz la adaptación de S_{41} es unos 3 dB menor. También es reseñable que, entre 0.9 y 1.1 GHz, ambos parámetros tienen valores superiores a -15 dB, por lo que no acaba de respetar la condición que se ha establecido. En segundo lugar, el comportamiento de los parámetros S_{21} y S_{31} no es del todo satisfactorio ya que, ambos deberían presentar valores muy cercanos a los -3 dB para que el reparto de potencias entre los puertos P2 y P3 fuera equitativo. Es cierto que S_{31} está más cercano de respetar esta condición que S_{21} , pudiendo su comportamiento ser considerado como aceptable incluso, pero se ha preferido seguir estudiando otro modelo en el que se puedan obtener mejores resultados, respetando de una mejor manera las condiciones deseadas en el diseño del acoplador *branch line* de tres secciones.

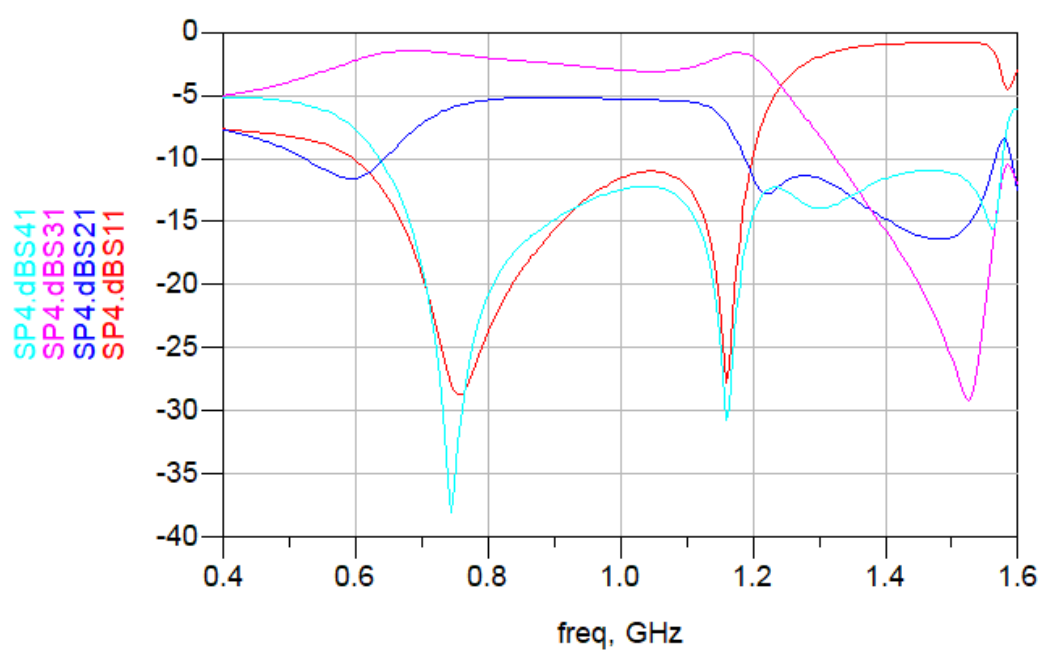


Figura 3-10: Simulación del modelo compuesto únicamente por líneas de transmisión.

4 RESULTADOS

En este capítulo se comenta el diseño del modelo final elegido para la simulación y se analizarán los resultados de las simulaciones realizadas sobre el modelo definitivo, tanto a nivel de esquemático, como de la co-simulación electromagnética que se ha realizado empleando simultáneamente el layout del circuito y el esquemático. También se comprobará el cumplimiento de las especificaciones impuestas.

4.1 Modelo final

Tras realizar los cálculos oportunos se llegó a un modelo previo al modelo final en el que se fijaron los valores de las líneas de transmisión y de las inductancias que forman parte del circuito. Este modelo está compuesto por dos bobinas en serie con una línea de transmisión en cada rama de los extremos, estas bobinas ideales tienen una inductancia de valor $L=17.5$ nH. Por otra parte, las dos ramas horizontales están formadas por tres conjuntos iguales que están formados por dos bobinas ideales en serie con una línea de transmisión. Estos conjuntos de bobinas en serie y línea de transmisión no son iguales que los de las ramas verticales de los extremos, el valor de la inductancia de cada bobina de estas ramas es $L=5.65$ nH. El modelo final del acoplador *branch line* de tres secciones diseñado consiste en un circuito en el que las líneas de transmisión de las ramas centrales, al ser más largas que las ramas de los extremos, se han sustituido por un conjunto de líneas de transmisión que conforman una curva en meandro, siendo la suma de las longitudes de cada línea de transmisión que forma parte de esta curva en meandro igual a la longitud que tenía la línea de transmisión en cada rama central. Para ir más allá, se agregaron unos componentes MSOBND para que reducir el impacto de posibles reflexiones en el trazado de las curvas de los meandros, tal y como se puede observar en la figura 4-1. Al añadir estos componentes MSOBND, aparece una degradación en el comportamiento del circuito, tal y como se puede observar en la figura 4-2, ya que los parámetros S_{41} y S_{11} pasan de tener un pico de adaptación de casi -50 dB cercano a la frecuencia 1 GHz del modelo anterior (figura 3-5) a tener unos valores que rondan -40 dB, pero estos valores de adaptación siguen siendo válidos ya que se consideran una buena adaptación. Cabe destacar que en toda la banda comprendida entre los 0.8 y 1.2 GHz se respeta la condición de que los parámetros S_{11} y S_{41} estén por debajo de -15 dB, siendo una adaptación razonable y, por otro lado, también se cumple en toda esta banda, el hecho de que los parámetros S_{21} y S_{31} tienen unos valores muy cercanos a 3 dB, lo que significa que la potencia entrante se reparte a partes iguales por los puertos 2 y 3, cumpliendo así el objetivo por el que se planteó el diseño de este acoplador.

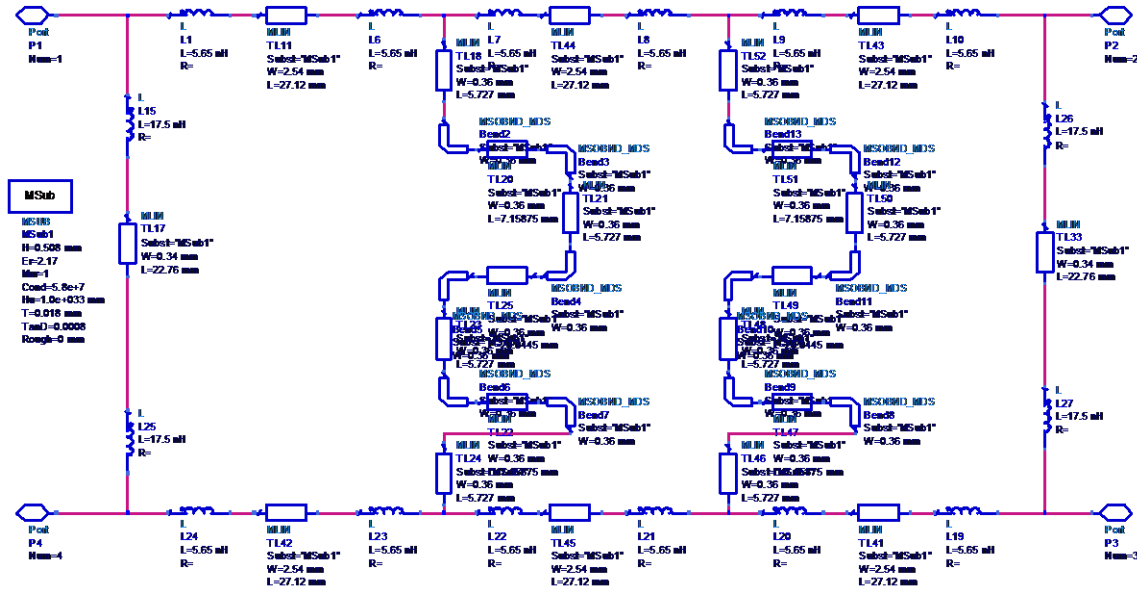


Figura 4-1: Esquemático de un acoplador branch line de tres secciones con inductancias en serie y curva en meandro en las líneas de transmisión centrales y componentes MSOBND.

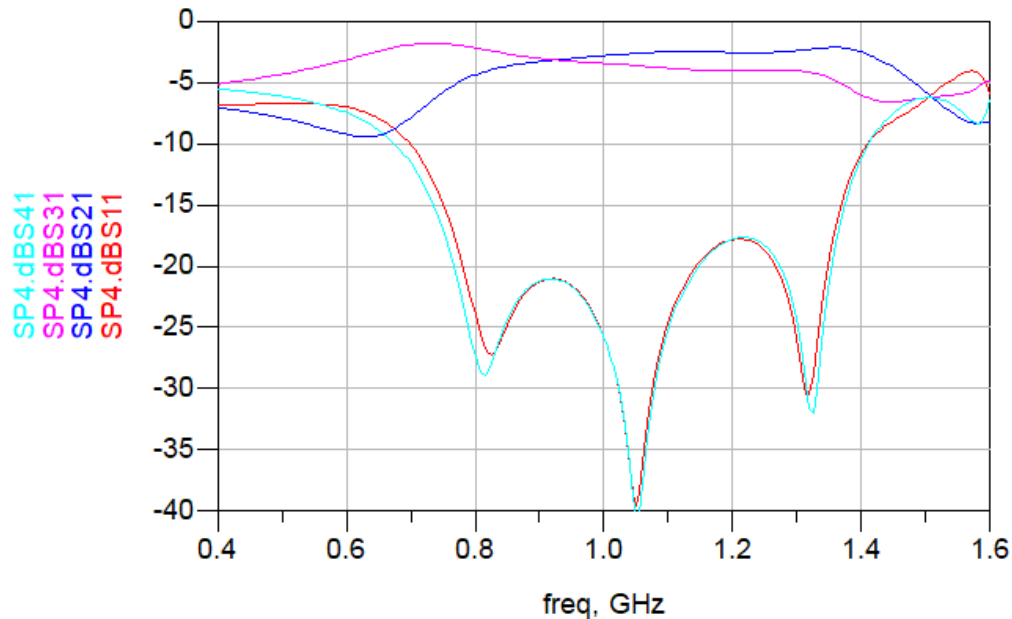


Figura 4-2: Simulación de un acoplador branch line de tres secciones con bobinas en serie y curva en meandro en las líneas de transmisión centrales y componentes MSOBND.

Tras comprobar el correcto funcionamiento del acoplador diseñado, existe la alternativa de seguir avanzando hacia un modelo más realista en el que las bobinas ideales pueden ser sustituidas por bobinas que realmente existen en el mercado. No es posible encontrar unas bobinas comerciales cuyos valores de inductancia sean exactamente iguales a los de las bobinas ideales, por lo tanto, se probaron diversas bobinas cuyos valores de inductancia son los más cercanos a los de las bobinas ideales y se escogieron los que aportaban mejores resultados. Se realizaron distintas simulaciones probando con bobinas existentes en la librería RF Passive SMT Library que ofrece ADS y, también, se ha probado con algunas bobinas del catálogo del fabricante AVX [18], que dispone de modelos en ADS para sus productos. Las bobinas pertenecientes a ambas librerías que presentaban parámetros similares a las ideales del diseño del modelo anterior fueron seleccionadas para realizar varias pruebas. Respecto al criterio para elegir qué bobinas serían mejores para sustituir a las bobinas

ideales, se realizaron simulaciones en un esquemático muy sencillo (compuesto por dos puertos y la propia bobina) y se ha comparado la respuesta frecuencial de los parámetros S, de manera que, las que presentaban una respuesta frecuencial más parecida a las de las bobinas ideales han sido elegidas como las mejores candidatas para ser sustitutas en este modelo más realista. Tras comparar los resultados obtenidos, se llegó a la conclusión de que la bobina comercial que presentaba una respuesta frecuencial más parecida a la bobina ideal de $L = 5.65$ nH es una bobina cuya inductancia es $L = 5.6$ nH, perteneciente al catálogo de AVX [18], la comparación de la respuesta frecuencial de dichas bobinas se puede observar en la figura 4-3. Respecto al parámetro de pérdidas por retorno S_{11} (correspondiente a la bobina ideal) y al S_{55} (referido a la bobina comercial) cabe destacar que presentan un comportamiento muy parecido, aunque el de la bobina comercial es unos 2 dB mayor. Si se comparan las pérdidas de inserción S_{12} y S_{56} , se observa que la bobina comercial presenta un comportamiento frecuencial muy aproximado al de la bobina ideal dentro de la banda de interés de 0.8-1.2 GHz e incluso dentro de todo el rango de simulación establecido.

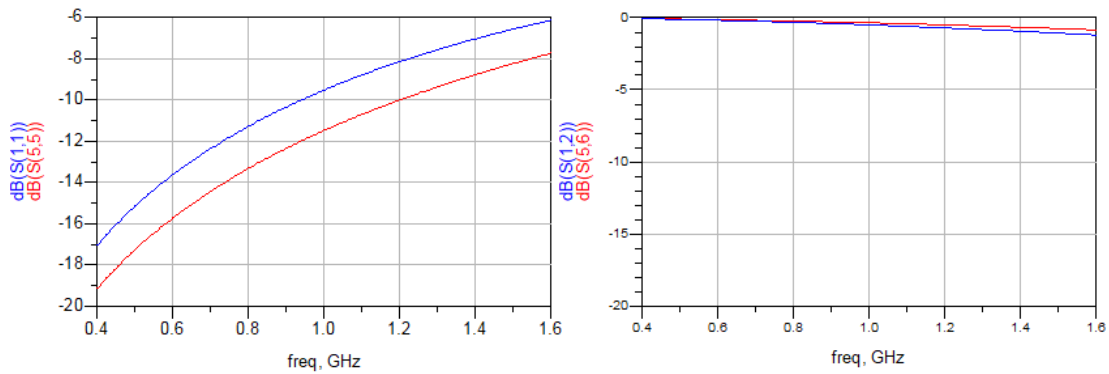


Figura 4-3: Comparación de bobina ideal con inductancia $L = 5.65$ nH y bobina comercial.

En el caso de la bobina ideal de $L = 17.5$ nH, la bobina comercial que presenta una respuesta frecuencial más aproximada es una bobina perteneciente al catálogo de AVX [18], cuya inductancia es $L = 18$ nH. La comparación de la respuesta frecuencial de dichas bobinas se puede observar en la figura 4-4. Respecto al parámetro de reflexión S_{11} (correspondiente a la bobina ideal) y al S_{33} (referido a la bobina comercial) se observa una muy buena correspondencia, pues en la banda simulada el comportamiento de ambos parámetros no difiere en más de 1 dB. Con respecto a los parámetros de transmisión S_{12} y S_{34} , se observa que la bobina comercial presenta un comportamiento frecuencial aproximado al de la bobina ideal dentro de la banda de 0.8-1.2 GHz, aunque a partir de 1 GHz y a medida que va aumentando la frecuencia el comportamiento empieza a alejarse un poco del de la bobina ideal, pero se considera aceptable ya que en la banda de interés las diferencias son bastante pequeñas. Llegados a este punto, el esquemático de este modelo más realista sería el que se puede observar en la figura 4-5, y en él se han sustituido las inductancias ideales por las citadas bobinas comerciales elegidas.

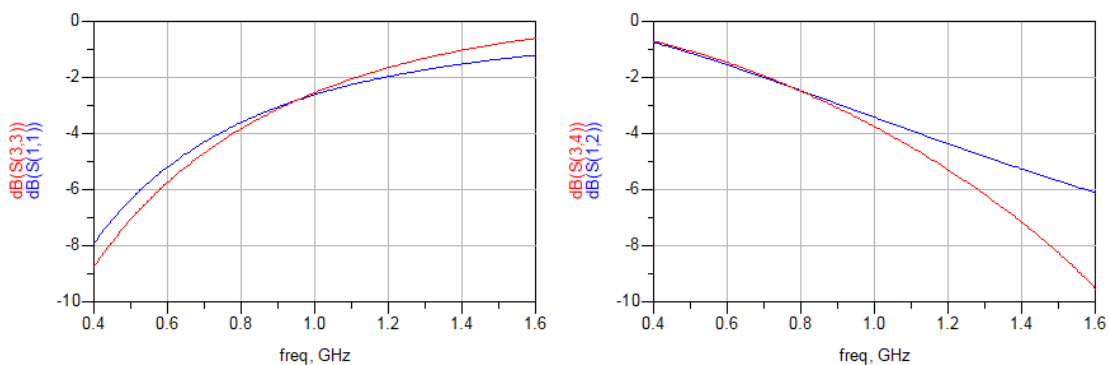


Figura 4-4: Comparación de bobina ideal con inductancia $L = 17.5$ nH y bobina comercial.

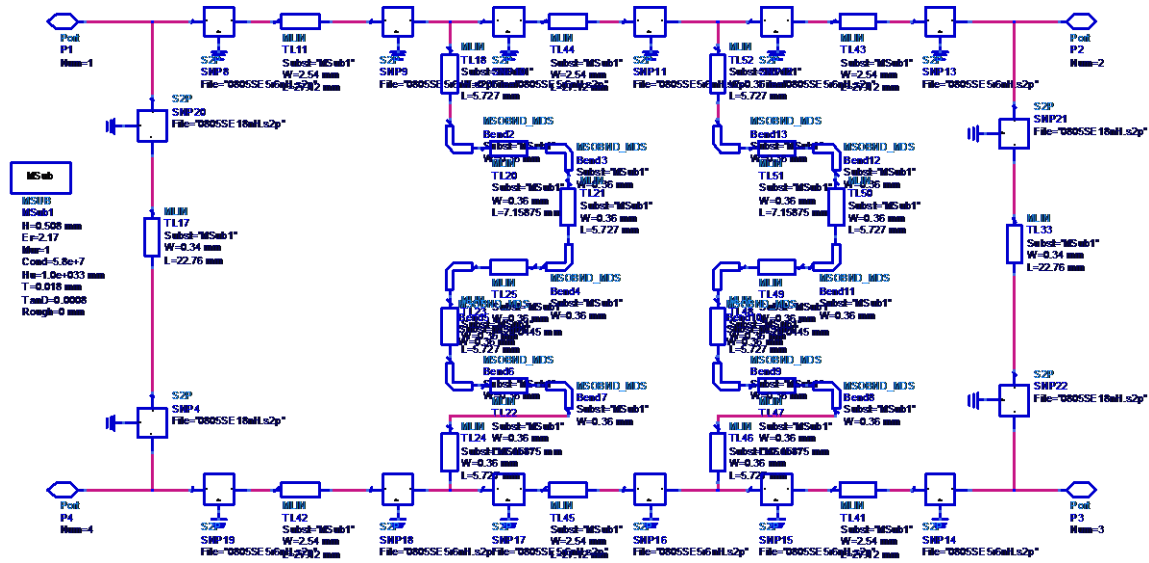


Figura 4-5: Esquemático acoplador *branch line* de tres secciones con bobinas comerciales.

El siguiente paso a realizar es el de la generación del layout del diseño. Para obtener dicho layout, necesario para poder realizar la co-simulación electromagnética e implementación del acoplador, hay que realizar algunos ajustes en el modelo, ya que el simulador de Momentum está diseñado para la simulación de circuitos realizados con líneas de transmisión planares y en el modelo a simular también existen elementos de parámetros concentrados, como son las bobinas. Para realizar la co-simulación, se define en primer lugar un modelo que contenga todas las líneas de transmisión, para, posteriormente, agregar las bobinas modeladas por sus parámetros S . Al iniciar este procedimiento, primero, se genera en ADS una nueva ventana sobre la que se van añadiendo los componentes del circuito desde el esquemático obteniendo el layout de la figura 4-6, que incluye las bobinas comerciales con su encapsulado de montaje superficial (SMD). En esta ventana, es necesario que todos los componentes encajen perfectamente, ya que la simulación realizada es más realista. Como se ha comentado anteriormente, las bobinas no aparecen en el layout, ya que son elementos de parámetros concentrados, por lo que deben ser retiradas y ser sustituidas por puertos internos. Por último, se añadieron cuatro líneas de transmisión, una en cada puerto, y cada una de ellas con un ancho de 1.55 mm, de manera que, serían equivalentes a líneas de 50 Ω en el sustrato seleccionado, y que permiten dirigir la señal de los respectivos puertos del acoplador a sus conectores. Estas cuatro líneas de transmisión le otorgan al circuito un aspecto más cuadrado, de manera que el layout queda como el que se muestra en la figura 4-7. Una vez hecho esto, se carga el sustrato del esquemático, se fija el rango de simulación y se guarda el componente, de esta manera se ha obtenido un componente de Momentum que hay que añadir en el esquemático. Tras añadir este componente al esquemático sobre el que se va a realizar la co-simulación electromagnética, se añade cada bobina en su lugar correspondiente, encajándolas con los puertos internos definidos en el layout y ya estaría el esquemático confeccionado de manera correcta para realizar la co-simulación electromagnética, tal y como se muestra en la figura 4-8.

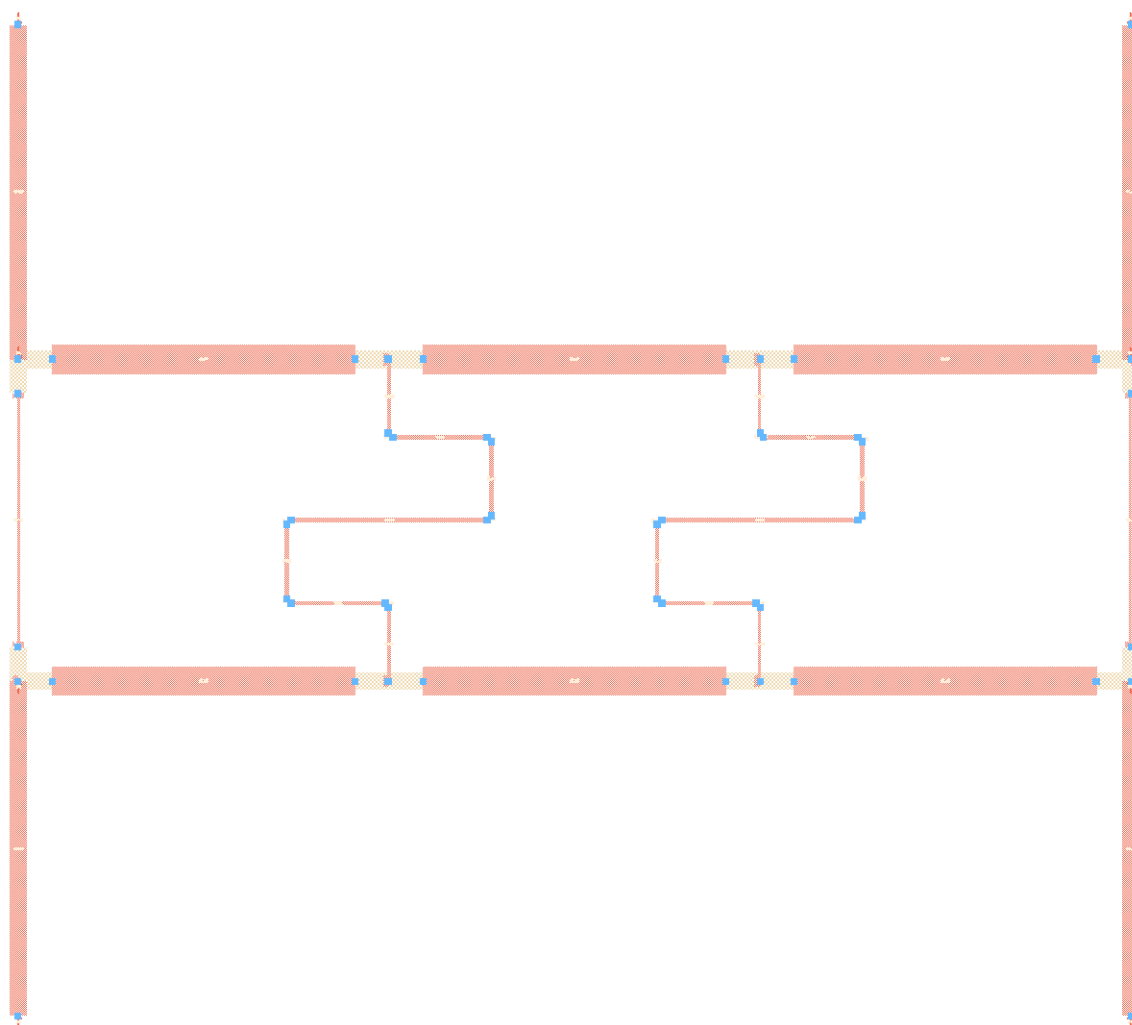


Figura 4-6: Layout modelo final.

Una vez realizada la co-simulación electromagnética se obtienen los resultados que se muestran en la figura 4-9. Cabe destacar que, en la banda de interés comprendida entre 0.8 y 1.2 GHz, los parámetros S_{11} y S_{41} presentan una adaptación satisfactoria ya que sus valores están por debajo de los -15 dB en toda la banda, teniendo un pico de adaptación en inferior a los -30 dB incluso, exceptuando la parte final de ella, en la que el parámetro S_{41} presenta un aislamiento levemente por encima de los -15 dB. Respecto a los parámetros S_{21} y S_{31} , se cumple el objetivo de que sus valores se encuentren en torno a -3 dB, presentando pequeñas variaciones.

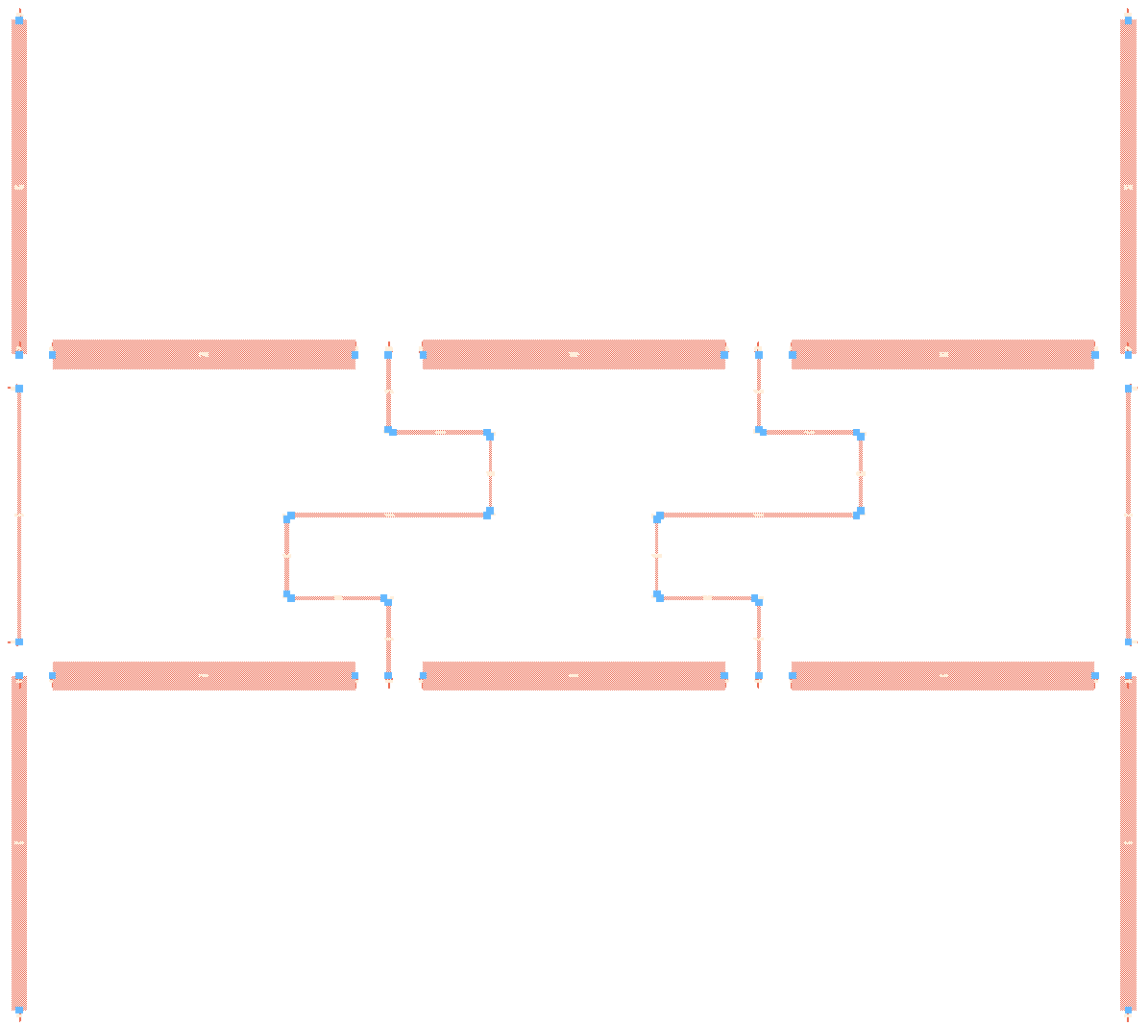


Figura 4-7: Layout con puertos internos en lugar de bobinas comerciales.

Con respecto a las dimensiones del acoplador *branch line* que se ha diseñado, se ha conseguido obtener un acoplador compuesto por tres tipos de líneas de transmisión, una de ellas es la que se usa en el eje horizontal, que tiene una longitud de 2.712 cm. En cuanto a las líneas que se han usado para las ramas verticales, diferenciamos dos tipos, las que se han utilizado en las ramas de los extremos, que tienen una longitud de 2.276 cm, y, las que se han utilizado en las ramas centrales, que realmente están descompuestas en siete líneas de transmisión que realizan una curva en meandro, de manera que la altura de las dos ramas centrales es igual que la altura de las dos ramas de los extremos, obteniendo así unas ramas centrales más largas (si se suma la longitud de cada una de las líneas de transmisión que conforman las ramas centrales), de 6.415 cm, pero con la misma altura, dando lugar a un circuito compensado. Las dimensiones de este modelo son de 14.12 x 8.856 cm, que, respecto al acoplador *branch line* de tres secciones estándar, cuyas dimensiones serían de 27.4124 x 13.9074 cm, para la frecuencia que se ha elegido en este proyecto, representa una reducción de tamaño del 67.2%, por lo que se puede considerar que la propuesta realizada con el objetivo de reducir las dimensiones de un acoplador *branch line* de tres secciones ha cubierto satisfactoriamente las especificaciones planteadas.

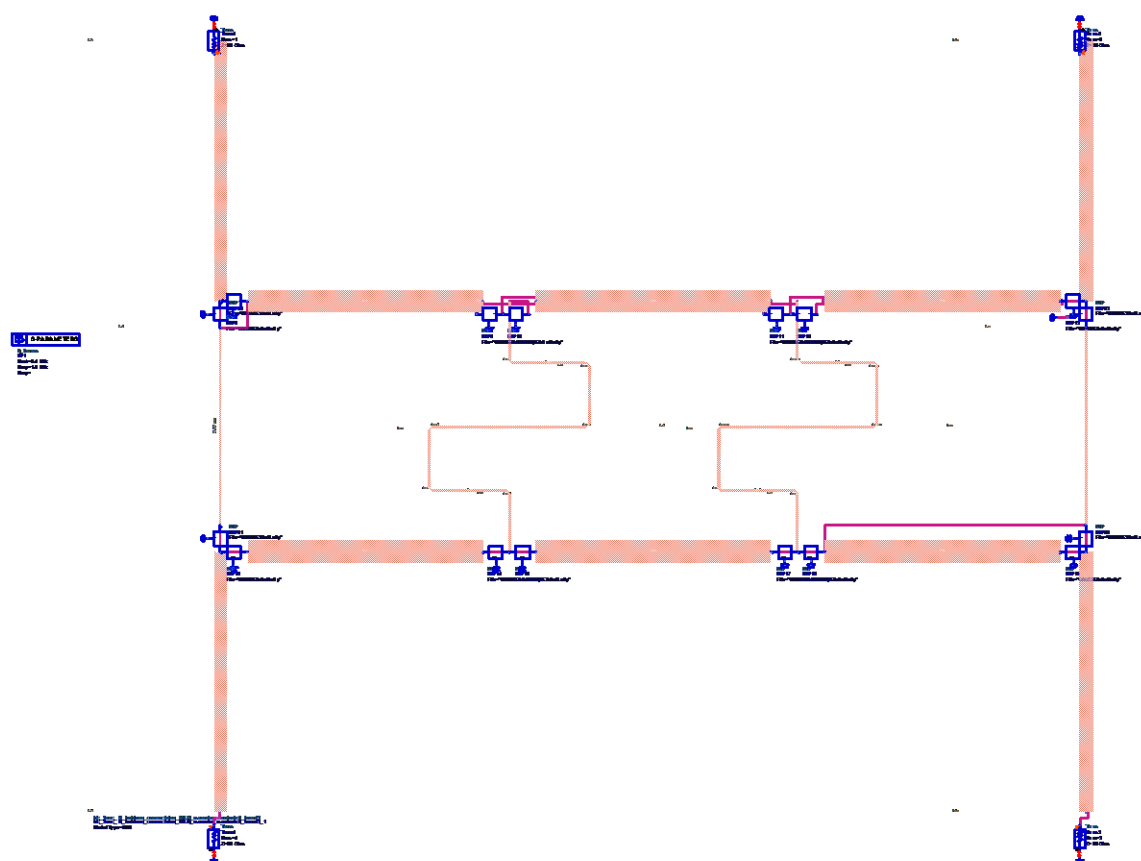


Figura 4-8: Esquemático modelo final.

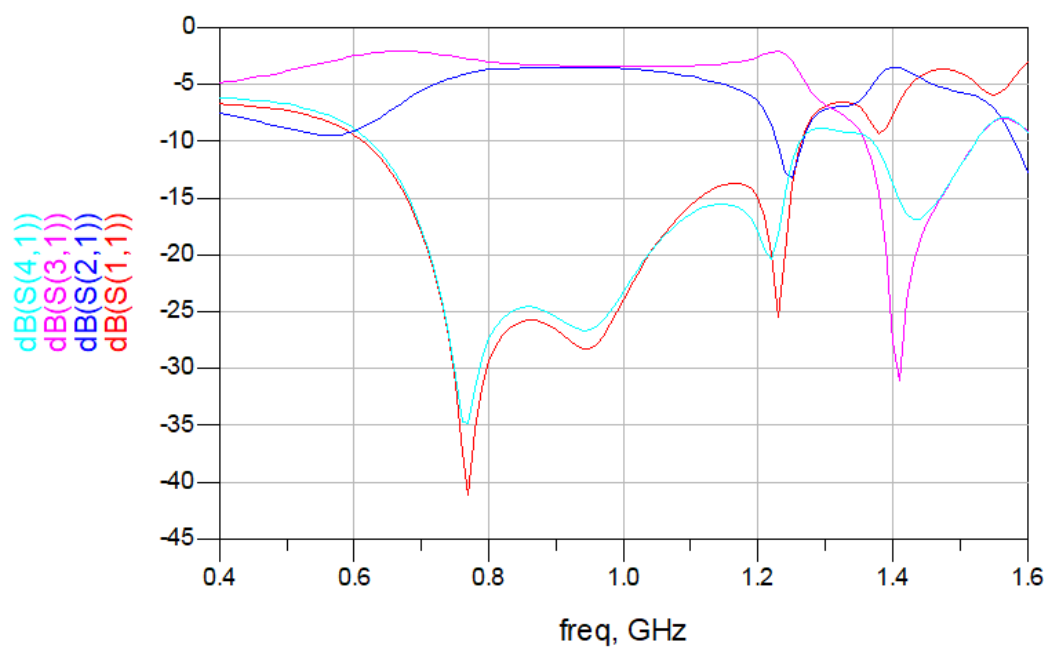


Figura 4-9: Co-simulación electromagnética del modelo final.

5 CONCLUSIONES

Este capítulo resume brevemente los resultados que se han obtenido y se analizan indicando si se han cumplido los objetivos que se propusieron, de manera que pueda considerarse un éxito la propuesta llevada a cabo.

El objetivo final de este TFG es conseguir reducir de manera significativa el tamaño de un acoplador *branch line* de tres secciones, en el que todas las líneas de transmisión tienen una longitud de $\lambda/4$, empleando una técnica mediante la cual, para una línea de transmisión con una determinada longitud, se puede encontrar un conjunto de componentes que presenten el mismo comportamiento. Este conjunto de elementos está formado por una línea de transmisión cuya longitud es menor en serie con dos inductancias.

Para el diseño y simulación del acoplador se ha utilizado el software Advanced Design System, de manera que se han podido validar los cálculos realizados llevando a cabo simulaciones de varios modelos que permitían avanzar hacia el siguiente paso de diseño del acoplador *branch line*. Se han realizado dos tipos de simulaciones: simulación de parámetros S y co-simulación electromagnética. La primera de ellas se ha realizado en el esquemático de cada modelo a medida que se iba avanzando, mientras que, la segunda, se ha realizado tras obtener el layout del modelo definitivo.

Es preciso destacar que el modelo definitivo que se ha obtenido como equivalente al acoplador *branch line* tres secciones cumple con las tres especificaciones establecidas. Estas especificaciones imponían limitaciones respectivas al comportamiento de los parámetros S del acoplador, imponiendo unos valores no debían ser sobrepasados y, también, se imponía una limitación respecto al valor de las impedancias características de las líneas de transmisión, ya que, a partir de cierto valor, no es recomendable su uso junto con la tecnología microstrip.

Respecto a futuras líneas de investigación se refiere, cabe destacar el estudio de un modelo compuesto únicamente por líneas de transmisión, ya que presentaría un coste de fabricación considerablemente menor. También se plantea realizar una implementación en laboratorio de acoplador diseñado, pudiéndose demostrar experimentalmente el funcionamiento y cumplimiento de las restricciones establecidas.

REFERENCIAS

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed., Wiley, 2012.
- [2] Microwaves101.com, «Directional Couplers» [En línea]. Disponible: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/directional-couplers>. [Último acceso: Octubre 2018].
- [3] R. E. Collin, Foundations for microwave engineering, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2001.
- [4] Microwaves101.com, «Branchline Couplers» [En línea]. Disponible: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/branchline-couplers>. [Último acceso: Octubre 2018].
- [5] J. Reed, «The Multiple Branch Waveguide Coupler,» IRE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 6, no. 4, pp. 398-403, Oct. 1958.
- [6] Microwaves101.com, «Microstrip» [En línea]. Disponible: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/microstrip>. [Último acceso: Octubre 2018].
- [7] Carviflon, «¿Qué es el PTFE?» [En línea]. Disponible: <http://carviflon.com/que-es-el-ptfe/>. [Último acceso: Octubre 2018].
- [8] T. Chahboune, "Diseño mediante simulación de un mezclador," Proyecto Fin de Carrera, Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Sevilla, 2016.
- [9] «Laboratorio de Microondas» Julio 2010. [En línea]. Disponible: https://dadun.unav.edu/bitstream/10171/18747/7/Practica4_Momentum_2010v2.pdf. [Último acceso: Octubre 2018].
- [10] J. Reina, Apuntes de la asignatura "Circuitos de Alta Frecuencia", Sevilla, 2018.
- [11] K.-O. Sun, S.-J. Ho y D. van der Weide, «A Compact Branch-Line Coupler Using Discontinuous Microstrip Lines,» IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 8, pp. 519-520, Ago. 2005.
- [12] C.-W. Tang y C. Ming-Guang, «Synthesizing Microstrip Branch-Line Couplers With Predetermined Compact Size and Bandwidth,» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 9, pp. 1926-1934, Sep. 2007.
- [13] T. Ching-Wen, C. Ming-Guang y T. Chih-Hung, «Miniaturization of Microstrip Branch-Line Coupler With Dual Transmission,» IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, no. 3, pp. 185-187, Mar. 2008.
- [14] Y.-B. Jung, «Wideband branchline coupler using symmetrical four-strip interdigitated coupler,» Electronics Letters, vol. 50, no. 6, pp. 452-454, Mar. 2014.

-
- [15] G. Debapratim, K. Girish y N. Vinay B., «Improved Bandwidth Four Branch Microstrip Coupler Using Lumped and Distributed Elements,» 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS – FALL), 19-22 Nov. 2017, pp. 917-923.
- [16] L. Shry-Sann y P. Jen-Ti, «Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers Using the Quasi-Lumped Elements Approach With Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped structure,» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 9, pp. 3508-3514, Sep. 2006.
- [17] Park Electrotechnical Corp., «N9000 PTFE Laminates Datasheet» [En línea]. Disponible: <https://parkelectro.com/wp-content/uploads/2017/06/n9000a-a4.pdf>. [Último acceso: Septiembre 2018].
- [18] AVX, «Accu-L SMD High-Q RF Inductor Datasheet» [En línea]. Disponible: <http://datasheets.avx.com/acculsmd.pdf>. [Último acceso: Octubre 2018].

